

JURNAL

ISSN 1411-8289

Elektronika dan Telekomunikasi

VOLUME 9, NOMOR 2 (EDISI KHUSUS)

September 2009

Akreditasi LIPI No. 72 / Akred - LIPI / P2MBI / 5 /2007



**PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI
LEMBAGA ILMU PENGETAHUAN INDONESIA**

J. El. Kom	Vol. 9	No. 2	Hal. 1 - 133	Bandung September 2009	ISSN 1411-8289
------------	--------	-------	--------------	---------------------------	-------------------

JURNAL Elektronika dan Telekomunikasi

SUSUNAN REDAKSI

Penanggung Jawab : Kepala Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Dewan Redaksi : Prof. Dr. Masbah RT. Siregar
Prof. Dr. Totok MS Soegandi
Prof. Dr. Ir. Adang Suwandi Ahmad
Prof. Ir. Ika Hartika Ismet, MA
Dr. AB. Suksmono
Dr. Ir. Adit Kurniawan, M Eng
Dr. Goib Wiranto
Dr. Mashury Wahab, MEng
Dr. Purwoko Adhi, DEA

Redaksi Pelaksana :
Ketua : Ir. Yuyu Wahyu, MT

Anggota : Ir. Pamungkas Daud, MT
Lilis Retnaningsih, S.Si
Yadi Radiansyah, ST

Sirkulasi : Poppy Sumarni

Alamat Redaksi : Sub. Bid. Jasa dan Informasi
PPET LIPI
Jl. Sangkuriang Bandung 40135
Telp. (022) 2504660/1 ; Fax. (022) 2504659
E-mail : Info@ppet.lipi.go.id

JURNAL

ISSN 1411-8289

Elektronika dan Telekomunikasi

**Volume 9, Nomor 2
(Edisi Khusus)**

September 2009

Akreditasi LIPI No : 72 / Akred LIPI / P2MBI / 5 / 2007

**Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi
Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia**

J. El. Kom	Vol. 9	No. 2	Hal. 1 - 269	Bandung September 2009	ISSN 1411-8289
-------------------	---------------	--------------	---------------------	-----------------------------------	---------------------------

KATA PENGANTAR

Assalamu'alaikum Warahmatullahi Wabarakatuh.



Salam Sejahtera untuk kita semua

Pembaca Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi yang budiman

Kita panjatkan puji dan syukur ke hadirat Allah SWT yang telah memberikan karunia sehingga Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi bisa terbit di hadapan para pembaca semua.

Pada terbitan Volume 9 nomor 2 tahun 2009 (edisi khusus) ini meliputi bidang komponen mikroelektronika, bidang elektronika dan bidang telekomunikasi sesuai dengan bidang kompetensi kami.

Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi Edisi Khusus Bulan September 2009 ini, untuk pertama kalinya memuat karya tulis yang dipresentasikan dalam **The 3rd PPET-IMEN Joint Seminar on Electronic Devices, MEMS and Nanotechnology**, yang telah diselenggarakan di Bali pada tanggal 18 Agustus 2009. Karena itu, jumlah karya tulis yang termuat dalam edisi ini sebanyak 46, melebihi jumlah yang biasanya dimuat dalam edisi reguler. Semua karya tulis yang termuat telah melalui proses review oleh dewan redaksi Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi.



Meskipun seminar diselenggarakan dalam rangka kerjasama PPET LIPI IMEN UKM, namun banyak karya tulis yang masuk juga berasal dari berbagai lembaga diluar kedua institusi tersebut. Hal ini menunjukkan minat yang cukup besar dari mereka dalam berpartisipasi dan mengikuti perkembangan teknologi di bidang elektronika, telekomunikasi, dan material elektronik. Oleh karena itu, kami mengucapkan terima kasih pada semua pihak, terutama PTNBR BATAN, Universitas Jember, Universitas Sriwijaya, Universitas Nusacendana, Institut Teknologi Harapan Bangsa, Institut Teknologi Bandung, Universitas Pendidikan Indonesia, Universitas Indonesia, dan Universitas Islam Indonesia.

Kami mengharapkan saran dan kritik dari para pembaca untuk perbaikan jurnal ini agar lebih berkualitas. Akhirnya, kami berharap semoga jurnal edisi khusus ini bermanfaat dan dapat menambah wawasan iptek pembaca semuanya.

Redaksi

Akreditasi LIPI No. 72 / Akred-LIPI / P2MBI / 5 / 2007

DAFTAR ISI

Kata Pengantar

	Hal
1. Electronic Control Unit for Multiple Injection Method on Diesel Engine using 8-Bit Microcontroller (<i>A.Muharam, A.Praptijanto, and W.B.Santoso</i>)	1 - 7
2. Antena Oven Cavity untuk Aplikasi WiMAX (Worldwide Interoperability Microwave Access) (<i>Asep Yudi Hdan Adiseno</i>)	8 - 11
3. Applied biomimetics: Low Noise Aircraft Design (<i>Ille C. Gebeshuber and Burhanuddin Y. Majlis, Member IEEE</i>)	12 - 19
4. Rancangan Sistem Instrumentasi Gamma Logging yang Portabel (<i>Budiono</i>)	20 - 24
5. Perencanaan dan Realisasi Channel Filter pada Sistem Pemancar Frekuensi Modulasi untuk Komunikasi Bawah air (<i>Deni Permana dan syamsu Ismail</i>)	25 - 29
6. Perancangan Pengendali Motor Searah menggunakan Jembatan-H dan Microcontroller MCS-51 untuk mengendalikan sistem gerak (<i>Hari Satrio Basuki</i>)	30 - 34
7. Design and Fabrications of Amperometric Nitrate sensor Based On Thick Film Technology (<i>Robeth V. Manurung and Hiskia</i>)	35 - 40
8. Struktur Kristal, Morfologi dan Sifat Optik Tipis Film Tipis TiO₂:Eu yang Ditumbuhkan di Atas Si(100) dengan Metode MOCVD (<i>Edi. Supriyanto dan Goib. Wiranto</i>)	41 - 47
9. Eksperimen Awal untuk Menguji Respon Fiber Optik dengan Menggunakan Back-to-back Connector Terhadap Cairan Polutan (<i>Yudi Y Maulana, Iip Syarif H dan Dadin Mahmudin</i>)	48 - 51
10. Desain Sensor Gas Berbasis Zinc Oxide untuk Mendeteksi Gas Carbon Monoxide (CO) pada Kendaraan Bermotor (<i>I Dewa Putu Hermida, Goib Wirant dan Lilis Retnaningsih</i>)	52 - 59
11. Sistem Komunikasi Bawah Air untuk Transmisi Data dari Dasar Laut atau Danau ke Stasiun Terapung (<i>Syamsu Ismail dan deni Permana Kurniadi</i>)	60 - 64
12. Pengaruh Ketebalan Lapisan Nanocrystalline Titanium Dioksida (nc-TiO₂) terhadap Karakteristik I-V Dye Sel Surya (<i>Lia Muliani, Totok M.S. Soegandi dan Yana Taryana</i>)	65 - 69
13. Penguraian Tugas Sinkripsi untuk Kriptograf pada Jaringan Ad Hoc (<i>Samuel BETA, Bambang Riyanto, Armein ZR Langi, Budi Rahardjo</i>)	70 - 79

14. **Perancangan dan Implementasi Antena Mikrostrip Persegi (RMSA) 1B4T Menggunakan Susunan Multiresonator pada Frekuensi 2,4 GHz** 80 - 86
(Pamungkas Daud dan Syamsu Ismail)
15. **Kompaksi Bahan Magnet Permanen Barium Ferit Anisotrop Nano Partikel dalam Solenoida 0,5 T** 87 - 91
(Nanang Sudrajat, Novrita Idayanti, Tony Kristiantoro)
16. **Pengaruh Kelembaban dan Temperatur pada Lapisan Tipis SnO₂ Sebagai Sensor Gas CO** 92 - 96
(Lilis Retnaningsih dan I Dewa Putu Hermida)
17. **Design and Simulation of A High Performance Low Noise Amplifier for FM-CW Radar** 97 - 100
(Mashury Wahab)
18. **The Influence of the Growth Temperature to size of GaN Quantum Dots Grown by Plasma Assisted Metal Organic Chemical Vapor Deposition (PA-MOCVD)** 101 - 105
(Fitri. S. Arsyad, P. Arifin, M. Barmawi, M. Budiman, Sukirno and A. Supu)
19. **Pemilihan dan Ekstraksi Ciri menggunakan DT CWT dalam Sistem Identifikasi Citra Wajah** 106 - 112
(Gunawan Sugiarta YB, Riyanto B, Hendrawan dan Suhardi)
20. **Study on Alumina Layer Deposited by Detonation Gun Coatings** 113 - 116
(Masbah R. T. Siregar and Farid W. Machmud)
21. **Modul Surya Daya Rendah Untuk Lampu Taman** 117 - 121
(Shobih, Ika Ismet, Erlyta Septa Rosa)
22. **Teknik Hot Press pada Pembuatan Magnet Bonded Hybrid** 122 - 126
(Novrita Idayanti dan Nanang Sudrajat)
23. **Aplikasi Switch RF Berbasis Teknologi MEMS (Micro Electromechanical System) Pada Desain Sistem Peralatan Radar** 127 - 131
(Sri Hardiati, Pamungkas Daud, Sulistyaningsih, Yusuf NW dan Eko Jony P)
24. **Robust Automatic Speech Recognition Features Using Wavelet Packet Transform Coefficients** 132 - 137
(Tjong Wan Sen, Bambang Riyanto Trilaksono, Arry Akhmad Arman & Rila Mandala)
25. **Preparation and Characterization of Single Layer Screen Printed-ZnO Films for Textured Multicrystalline Silicon** 138 - 142
(Erlyta Septa Rosa dan Shobih)
26. **The Utilization of A3S Method for Accelerating MOOTW Decision Making Proccs** 143 - 148
(Arwin Datumaya Wahyudi Sumari, Adang Suwandi Ahmad, Aciek Ida Wuryandari, Jaka Sembiring)
27. **The synthesis of CdSe quantum dots and solar cells application** 149 - 153
(Vivi Fauzia, Akrajas Ali Umar, Muhamad Mat Salleh, Muhammad Yahya, Burhanuddin Yeop Majlis)
28. **Encapsulation Fabrication Techniques for MEMS Devices: An Overview of Current Technologies** 154 - 162
(Azrul Azlan Hamzah, Jumril Yunas, Dee Chang Fu, Burhanuddin Yeop Majlis, and Ibrahim Ahmad)

29. **Effect of Die Attach Film (DAF) Materials on Quad Flat Nolead (QFN) Stacked-Die Package after Reliability Process** 163 - 169
(A. Jalar I. Abdullah, V. Lim, and S. A. Radzi)
30. **Effect of Electrica Flame Off (EFO) Current And Firing Time On Free Air Ball (FAB) For Copper Wire Bonding** 170 - 173
(S. A. Radzi and A. Jalar)
31. **Improved Fabrication Technique of Stack Sandwich Micro-Transformers** 174 - 179
(Jumril Yunas, Azrul Azlan Hamzah and Burhanuddin Yeop Majlis SMIEEE)
32. **In_{0.53}Ga_{0.47}As interdigitated lateral PIN photodiode: Effect of illumination Positioning** 180 - 183
(P. S. Menon, Member, IEEE and S. Shaari, Member, IEEE)
33. **Pengembangan Modul Radio Multikanal untuk Sistem Komunikasi Rural** 184 - 188
(Yaya Sulaeman, Asep Yudi H., Dayat Kurniawan dan Purwoko Adhi)
34. **Performance of the Enhanced Double Weight Code in Fiber to the Home Access Network**..... 189 - 192
(Feras N Hasoon, and Sahbudin Shaari, Member, IEEE)
35. **Analytical and Experimental Determination of RF Frequencies in Fiber Ring Resonators** 193 - 196
(Dilla Duryha Berhanuddin, Abang Annuar Ehsan, Member, IEEE, P Sushitha Menon, Member, IEEE and Sahbudin Shaari, Member, IEEE)
36. **Digital Spectrum Analyzer Berbasis Tuner TV Dan PC** 197 - 201
(Purwoko Adhi, Asep Yudi H dan Dayat Kurniawan)
37. **Electrical and Magnetic Properties of GaMnN Thin Films Grow by PA-MOCVD on Silicon Substrate** 202 - 208
(Budi Mulyanti)
38. **Prototipe Magnet Ferrit untuk Mengendalikan Akumulasi Tegangan Cuk Konverter dan Meminimisasi Riak Arus Keluaran** 209 - 212
(Herawati Yusuf, Eko Tjipto Rahardjo, Iwa Garniwa)
39. **Rancang Bangun Interfacing Universal I/O RS232 Menggunakan Mikrokontroler** 213 - 217
(Kristian Ismail, Aam Muharam, Amin, Syamsu Ismail)
40. **Roll-Wired Bowtie Antenna** 218 - 223
(Y. Wahyu, A. Kurniawan, Sugihartono, and A. A. Lestari)
41. **Rancang Bangun Sistem Sensor Merkuri menggunakan divais Surface Acoustic Wave (SAW)** 224 - 228
(Grace Mambu, Gandi Sugandi dan Iqbal Syamsu)
42. **Studi Desain dan Fabrikasi Cantilever AFM** 229 - 233
(Slamet Widodo, I Dewa Putu Hermida, Goib Wiranto, M. Muljono)
43. **High Performance Electronic Ignition** 234 - 239
(Teguh Praludi, Arief Suryadi Satyawan, Iqbal Syamsu Purwoko Adhi)
44. **Rancang Bangun Prototype Alat Ukur Curah Hujan Intensitas Pendek Short Intensity) Jarak Jauh Berbasis Bluetooth Sebagai Deteksi Dini Bencana Banjir** 240 - 246
(Tito Yuwono, STMSc Ruzardi, DR)

45. **Desain Struktur Baru Microring Resonator(MRR) :**
Asymmetric Parallel-Cascaded Microring-Resonator (APCMR) dengan
Pendekatan Numerik dan Simulasi Komputer 247 - 152
(Dadin Mahmudin dan Iip Syarif H)
46. **Kinerja Algoritma Leach pada Jaringan Sensor Nirkabel** 253 - 259
(Arief Suryadi S, Stefanus Enggar Pradipta dan Agus Virgono)
47. **A Propose of Interleave Filter Based On Multicascade Ring-Resonator** 260 - 264
(Iip Syarif Hidayat)
48. **Karakteristik Nanomaterial Indium Tin oxide (ITO) Hasil Sintesa**
Menggunakan Proses Sol Gel 265 - 269
(Goib Wiranto, Novrita Idayanti, Lilis Retnaningsih dan I Dewa Putu Hermida)

Electronic Control Unit for Multiple Injection Method on Diesel Engine using 8-Bit Microcontroller

A. Muharam, A. Praptijanto, and W.B. Santoso

Research Center for Electrical Power & Mechatronics

Indonesian Institute of Sciences

aam.muharam@lipi.go.id, achmad.praptijanto@lipi.go.id, widodo.budi.santoso@lipi.go.id

Abstract

Transportation has become an influencing factor to the development of a country. Public mobility in doing daily activities adheres to the capital cities in every place on the earth. The increase in transportation utility is not well followed by people awareness in fuel efficiency. This brings fuel consumption and emission to the higher level, causing a radical climate change leading to the world's global warming.

Research on vehicle technology is continuously conducted and demanded to be energy saving and environmental friendly. One of those developments is on the diesel technology field. Timing and number of injections on diesel engine is of primary ways in reducing emission yielded. This paper discusses injection control system on vehicle with diesel engine which adopted common rail system. Further development will be research on double injection on diesel engine. Various fuel compositions on every engine are satisfactorily resolved by injection control that is competent to work on any range of crank angles. The control system is constructed on MCS-51 microcontroller base which is capable to manage main and pilot of SOI and EOI of the diesel engine.

Keywords: *diesel engine, multiple injection, common rail, microcontroller*

1. Introduction

Diesel engines are characterized by their high levels of economic efficiency. Since the first series-production injection pumps were introduced by Bosch in 1927, injection-system developments have continued unceasingly. The call for reduced fuel consumption and emissions, together with increased power output and torque, are the decisive factors behind present-day developments in the diesel fuel-injection field.

In the past years this has led to an increase in the use of direct-injection (DI) diesel engine. Compared to pre chamber or whirl chamber engines, the so-called indirect-injection (IDI) engines, the DI engine operates with far higher injection pressures. This leads to improved A/F mixture formation, combustion of the more finely atomized fuel droplets is more complete, and there are less un-burnt hydrocarbons (HC) in the exhaust gas. In the DI engine, the improved mixture formation and the fact that there are no

overflow losses between pre-chamber/whirl chamber and the main combustion chamber results in fuel-consumption savings of between 10-15% compared to the IDI engine.

In addition, the increasing requirements regarding vehicle drivability have a marked effect on the demands made on modern engines, and these are subject to increasingly more severe requirements with regard to exhaust-gas and noise emissions (NO_x, CO, HC, particulates). NO_x is generally associated with high-temperature engine conditions, and may be reduced by use of measures such as exhaust gas recirculation (EGR), wherein the engine intake air is diluted with relatively inert exhaust gas (generally after cooling exhaust gas). This reduces the oxygen in the flame front and obtains a reduction in maximum combustion temperature, thereby deterring NO_x formation.

Particulates including a variety of matter such as elemental carbon, heavy hydrocarbons, hydrated sulfuric acid, and other large molecules,

and are generally associated with non-optimal combustion. Particulates can be reduced by increasing combustion and/or exhaust temperatures, or by providing more oxygen to promote oxidation emissions, and measures which reduce particulates tend to increase NOx emissions, resulting what often termed the "soot NOx tradeoff".

The diesel engine industry is facing stringent emissions in the United States, and is struggling to find methods to meet government-imposed NOx and soot targets for the years 2002-2004 and even strict standards for 2008. One measure under consideration is use of exhaust-after-treatment (e.g., particulate traps) for soot emissions control in both heavy-duty truck and automotive diesel engines. However, in order to meet mandated durability standards (e.g., 50,000 to 100,000 miles), the soot trapped must be periodically re-burned. This requires considerable expense and complexity, since typically additional fuel must be mixed and ignited in the exhaust stream in order to burn off the accumulated particulate deposits. There has also been intense interest in the more fundamental issue of how to reduce NOx and particulates generation from the combustion process. Studies in this area relate to shaping combustion chambers, timing the fuel injection, modifying the mode of injection (e.g., modifying the injection spray pattern), or tailoring the injection rate during injection so as to meet desired emissions standards.

This paper discusses injection control system on vehicle with diesel engine which adopted common rail system. Further development will be research on double injection on diesel engine. Various fuel compositions on every engine are satisfactorily resolved by injection control that is competent to work on any range of crank angles. The control system is constructed on MCS-51 microcontroller base which is capable to manage main and pilot of Start-of-injection (SOI) and End-of-injection (EOI) of the diesel engine.

2. Main Section

A. Common Rail System

This system enables the high performance of the engine for emission and fuel efficiency because of following features:

1. High Injection Pressure;
2. Electronic Control Unit to enable precise control during diesel injection;
3. Optimization of combustion cycle with multi injection feature of CRI.

This system is able to meet the latest Emission norm worldwide and has helped to enhance the performance of Diesel Engine to a great extent.

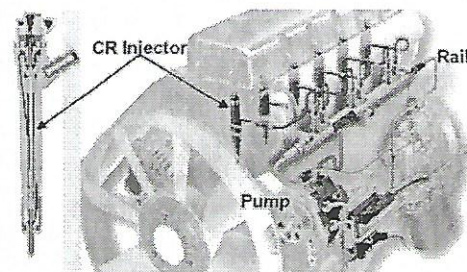


Figure 1 : Common Rail Injector
(Courtesy of www.boschindia.com)

In the Common Rail System (CRS), the fuel pressure in the rail (fig. 2, Pos. 3) and with it the injection pressure, are determined by the rail-pressure valve (Pos. 8), and if required by a throttle upstream of the high-pressure pump (1). The injector's (6) high-pressure solenoid valve (7) defines the injection point and the duration of injection in accordance with the various operating parameters. This mean, therefore, that injection pressure is decoupled from injection point and duration of injection. Decoupling the injection pressure from injection point and duration of injection means that in addition to the main injection (MI), which is responsible for the generation of torque, other injection processes independent of the injection pressure can also be triggered. On the one hand these are for the most part pilot injections (PI) with the principle objective of reducing the combustion noise, and on the other secondary injection processes (post

injection (POI) which serve to reduce exhaust emissions. The injected fuel quantity is the product of injection pressure and duration of injection.

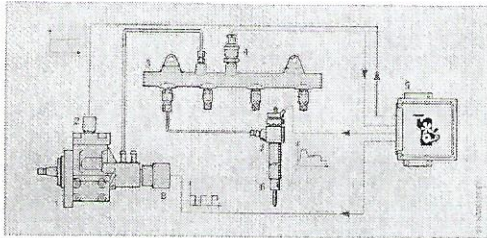


Figure 2 : Common Rail System (CRS):
Injection-triggering components
(courtesy of BOSCH)

- Notes:
1. High-pressure pump
 2. Element shutoff valve
 3. Rail
 4. Rail-pressure sensor
 5. Electronic Control Unit
 6. Injector
 7. High-pressure solenoid valve
 8. Rail-pressure control valve

Multiple injection, also called split injection, pilot injection, and post injection, has also been proposed method for NO_x and particulate emissions reduction in diesel engines (see, e.g., Tow, T., Pierpont, A. and Reitz, R.D. "Reducing Particulates and NO_x Emissions by Using Multiple Injections in a Heavy Duty 0.1 Diesel Engine," SAE Paper 940897, SAE Transactions, Vol. 103, Section 3, Journal of Engines, pp. 1403-1417, 1994). A multiple injection engine varies from the standard "single injection" engine in that the injection of a single fuel charge during the combustion cycle is replaced by injection of several fuel charges spaced over time, with less fuel being used per injection so that the total amount of fuel finally injected per cycle is comparable to that used single injection. By spacing fuel injection into several discrete spaced charges, burning and combustion temperature are more evenly maintained and combustion temperature is lower, which helps decrease

emissions. While multiple injection is not in common use at the time of this writing, engines using the multiple injection concept are now in production or under development in Europe, Japan and the United States.

Research for reducing emissions on diesel engine until now is still doing at Research Center for Electrical Power and Mechatronics, Indonesian Institute of Sciences. Research is conducted in laboratory scale, using single cylinder engine and adopting common rail system showed in Figure 3. We employ multiple injection method to find out differences happen and to discover injection points and its variables which will release low emission without reducing power. Table 1 illustrates diesel engine specification used in this research. Block diagram scheme from multiple injection control system is shown in Figure 4.

Table 1. Diesel engine specification

Spesification	Detail
<i>engine type</i>	4 stroke, 2 valve, OHC
<i>intake air system</i>	natural aspiration
<i>cylinder/displacement</i>	1 / 600 cc
<i>bore x stroke</i>	100 x 80 mm
<i>compression ratio</i>	20
<i>ignition</i>	compressed ignition
<i>fuel</i>	diesel fuel
<i>fuel system</i>	injection pump

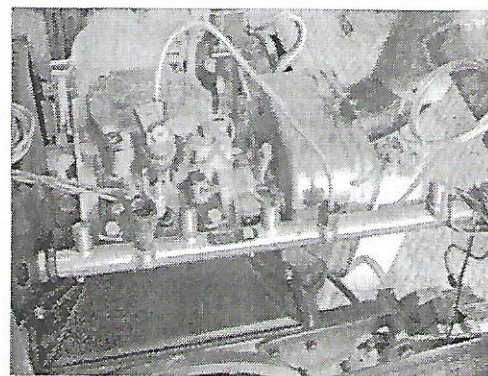


Figure 3 : Common Rail System
were Adopted by Engine.

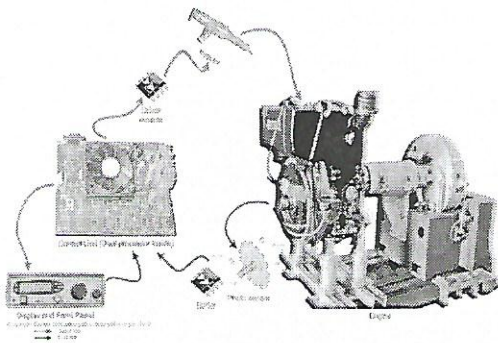


Figure 4 : Block Diagram of Multiple Injection Control System

B. Rail Pressure Control

The permanent pressure in the rail is generated by a continuously operating high-pressure pump. The closed control loop for the rail pressure comprised the rail-pressure sensor (4) the engine ECU (5) and the rail-pressure control valve (8). The microcontroller in the ECU receives the sensor signal and uses it to calculate the desired pressure. This is outputted to a driver stage which triggers the rail-pressure control valve by giving a high level of digital signal. The level of the applied current corresponds to the desired pressure. The higher the triggering current shows the higher the rail pressure. The microcontroller compares the actual pressure at the sensor with desired pressure and takes appropriate closed-loop control action. All variables produced by the sensors and control monitoring are displayed respectively on 4 digit display seven segment.

C. Electronic Control Unit

Digital technology permits the implementation of a wide range of open and closed-loop control functions in the vehicle. The closed loop control system is applied in this experiment, since the output statement yielded are affected by every triggers from the monitored sensors. ECU functions to control operation time and duration (SOI and EOI) of main-injection and pilot-injection.

Input Signals

This signal is required by ECU as a reference for executing calculation process in controlling injection time and duration. There are two signals can be used as reference for ECU in this experiment, namely:

- CAM-Shaft signal; and
- Top Death Center (TDC) signal.

CAM-Shaft signal from CAM-Shaft sensor indicates crank angle position in diesel engine. The outcome is 360 pulse signals, squared shape with 5 volt dc amplitude. TDC signal demonstrates TDC position on engine where 1 TDC signal is yielded on every cycles, this must be altered to gain 1 signal every 2 engine cycles.

For TDC, a plate with a space fixed to the shaft between the engine and dynamometer chassis is made. This is done to obtain 1 pure TDC signal along 2 engine cycles. Figure 5 shows CAM-Shaft sensor and TDC sensor designed and applied in the experiment.

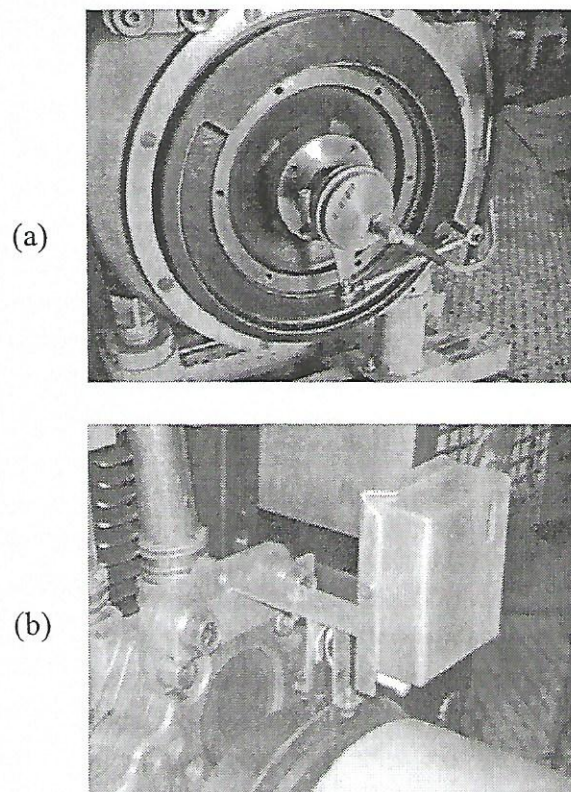


Figure 5. (a) CAM-Shaft Sensor
(b) TDC Sensor

Each sensor is generating digital signals. Those digital input signals only have two states. They are either "high" or "low" (logical 1 and logical 0 respectively). Such signals are processed directly by the microcontroller.

Signal Processing

ECU becomes the control center of the system. All data produced by the sensors are inputs to be further processed and followed up to fulfill control requirements upon injection time and duration, either main-injection or pilot injection. ECU constructed from microcontrollers as the processor for signal received.

In this research 2 microcontroller IC chips integrating each other in doing injector controlling are employed. The output signals are calculated using the program. Microcontroller used is MCS-51 from Atmel, with following specifications:

Compatible with MCS-51™ Products;

- 8K Bytes of In-System Reprogrammable Flash Memory;
- Endurance: 1,000 Write/Erase Cycles;
- Fully Static Operation: 0 Hz to 24 MHz;
- Three-Level Program Memory Lock;
- 256 x 8-Bit Internal RAM;
- Three 16-Bit Timer/Counters;
- Eight Interrupt Sources;
- Programmable Serial Channel;
- Low Power Idle and Power Down Modes.

Microcontroller 1 operates as storage for variable data from SOI and EOI (main injection

and pilot injection). Where is microcontroller 2 runs for real time monitoring and controlling of injector units.

The work system from this signal processing are, variable value from SOI and EOI for main-injection and pilot-injection defined by user through the front panel on microcontroller 1 is transmitted to SOI and EOI memory data in microcontroller 2. When signal from TDC sensor is detected, then microcontroller 2 will start counting number of signals transmitted by sensor CAM-shaft until the SOI and EOI values for main-injection and pilot-injection satisfied.

Output Signals

Output signals from microcontroller are still quite small to generate actuator such as injector. For that purpose, the output port from microcontroller is connected to driver circuit. This circuit functions to amplify current given by microcontroller to be able to comply with actuator activation requirement. Driver circuit uses MOFSET as the main component which has similar function with the switching circuit.

D. Software ECU

Microcontroller works based on program stored in its EEPROM flash memory. This program is designed using Assembler MCS-51 language compiled to its hex form using asm51 compiler program.

Variable changes as SOI and EOI occur when there is interruption on external interrupt pin (in this case microcontroller 1). The value of SOI and EOI will be compared with motor's crank angle position continuously until the value fits in.

3. Experiment

Test on the control system is carried out in two steps, software experiment and hardware experiment. Software test is conducted using simulation program.

Software experiment is executed using simulator program Pro-View 32. Figure 7 shows software

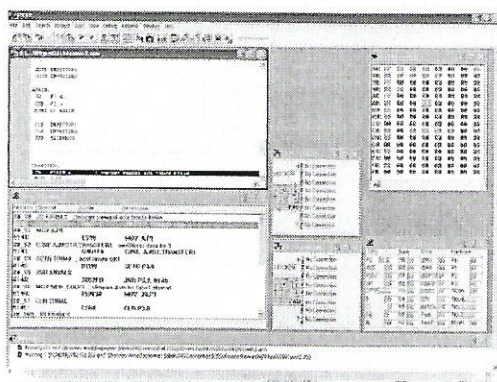


Figure 5 : Software Simulation on Microcontroller 2

simulation process. Simulation is done to identify the content of each memory in microcontroller after the program is run. Moreover, this simulation purposes to trace errors that ensures on each algorithm built.

Test by the hardware is conducted by connecting CAM-Shaft input channel and TDC on ECU to function generator (FG). This FG is functioned to simulate squared pulse produced by CAM-Shaft sensor and TDC. Variables defined are:

- Main SOI = - 40 deg TDC;
- Main EOI = - 25 deg TDC;
- Pilot SOI = - 21 deg TDC;
- Pilot EOI = - 6 deg TDC;
- Output Frequency from FG = 5 Hz.... 2 KHz.

Parameters taken are number and profile of signals yielded on ECU output and injector. Figure 8 indicates signal output which is detected using oscilloscope.

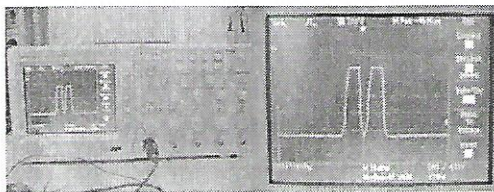


Figure 6. Output Signals Profile From ECU

By decreasing time/div variable on the oscilloscope, the output signals profile from ECU is shown in Figure 9. ECU output signals then is compared with CAM-Shaft simulation signals from FG to discover degree of injection level accomplished and compare it with ECU settings. In addition, distance between signal from main-injection and pilot-injection also taken into account.

Multiple injection consists of main-injection and pilot-injection. Figure 10 gives a detailed explanation upon signals profile measured by oscilloscope from ECU output. 2 injection signals which are compared with CAM-Shaft signals are illustrated. The first signal shows time of SOI and EOI from main-injection, while the second signals are time from SOI and EOI from pilot-injection.

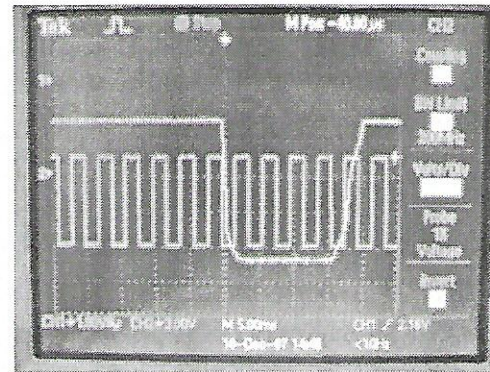


Figure 7 : ECU Output Signals Profile with Smaller Time/Div.

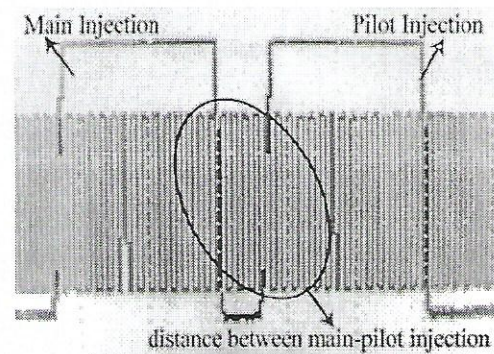


Figure 8 : More Detailed Main and Pilot Injection Signal from ECU.

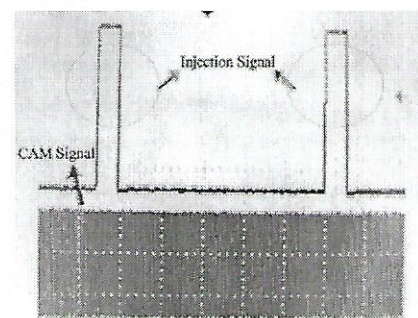
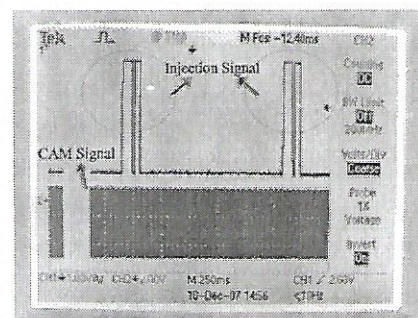


Figure 9 : (a) Multiple Injection Signal.
(b) Single Injection Signal.

Figure 11 shows differences between multiple injection signal and single injection signal to confirm that the tested ECU is genuinely in work using multiple injection method. Figure 11 (a) displays the profile of output signal from ECU using multiple injection method, while 11 (b) presents output signal profile from ECU using single injection. Differences can be seen in those figures where multiple injection producing 2 injection signals (main-injection and pilot-injection).

After control system simulation is conducted, the system then is integrated completely to the engine adopting common rail system. The test is done in several variations of main SOI-EOI and pilot SOI-EOI. One of the test results is shown in Figure 12 which is a graph illustrating relation chamber pressure to crank angle degree.

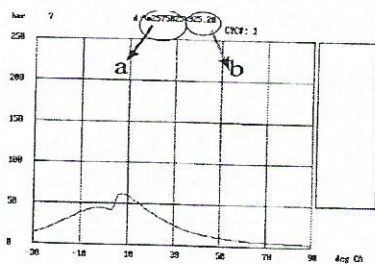


Figure 10. Graph of Chamber Pressure versus Shaft-CAM with ECU integrated to the Engine.

Notes:

1. $a = m\ 2575\ B25$, where
 - “m” indicates multiple injection;
 - “2575” indicates 25% for main-injection, 75% for pilot-injection.
 - “B25” indicates the mixture composition employed on the testing, which in this case is 25% biodiesel mixture.
- $b = 925.20$, it indicates rpm value obtained in the test.

4. Conclusion

Research on design and experiment of multiple injection control system is presented in this paper. System can control injector works start from SOI and EOI for main-injection until SOI and EOI for pilot-injection.

For laboratory scale experiment, injection time controlling in this system can be done from -80 deg TDC to +10 deg TDC, with measurement scale of 1 deg TDC. Microcontroller can perform real-time on closed-loop control system.

From tests directly conducted to the engine, method of multiple injection is successfully operated and applied on traditional engine with some modification on injection and fuel system. The tests result in that control system works well according to controlling requirements.

Acknowledgments

The Authors would like to acknowledge Bambang Susanto, Yanuandri Putrasari, Arifin Nur, Achmad Dimyani, Kristian Ismail, and Aep Saepudin for hardware installation, and also Naili Huda.

5. References

1. BOSCH. “Technical Instruction”, Electronic Diesel Control EDC BOSCH. Robert Bosch GmbH, 2001.
2. Reitz et al., “Diesel Engine Emissions Reduction by Multiple Injections Having Increasing Pressure”, US Patent No: US 6526939 B2, 2002.
3. A.Muharam et al., “Sistem Kontrol Common Rail Injection untuk Reduksi Emisi Pada Motor Diesel Satu Silinder. Proceeding of National Seminar on Electrical Power and Mechatronics”, *Indonesian Institute of Sciences*, 2006.
4. A.Muharam et al., “Alat Kontrol Injektor Elektronik Pada Motor Diesel yang dapat Diatur Waktu dan Jumlah Injekasinya”. *Indonesian Drafting Patent No: S 00200700216*, 2007.
5. A. Muharam, “Perancangan Sistem Kontrol Injeksi Multipoin untuk Efisiensi Pembakaran Pada Motor Bakar”. *Proceeding of 3rd National Seminar on Mechanical Engineering*, Petra Christian University, 2008.
6. www.boschindia.com/mico/eou/html/nawhome.htm

Antena Oven Cavity untuk Aplikasi WiMAX (Worldwide Interoperability Microwave Access)

Asep Yudi H⁽¹⁾., Adiseno⁽²⁾,

Puslit. Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Komplek LIPI, Bandung 40135, Indonesia

Email : (1) asep@ppet.lipi.go.id, (2) adiseno@ppet.lipi.go.id

Abstract

Broadband wireless Access (BWA) has occupied a nice in the market for about a decade, but with the signing of the 802.16-2004 standard (previously known as revision D, or 802.16d) it could finally explode into the global market. One of the major challenges of the 802.16-2004 standard is the plethora of options and hence ensure interoperability. The changes introduced in 802.16-2004 were focused on fixed applications in the 2-11 GHz. The result will allow manufacturers of Antenna components to have their products used for mass deployment. In this paper, we focus on design and measuring of an oven cavity antenna standard for WiMAX which operated frequency 2,300 GHz to 2,400 GHz. The importance parameters of antenna such as gain, frequency and SWR will describe in this paper. The result of gain toward dipole antenna is 15 dBi.

Key Words : antenna BWA, WiMAX, 802.16-2004

Abstrak

Broadband wireless Access (BWA) telah terpakai kira-kira selama sepuluh tahunan dipasaran, tetapi dengan munculnya peraturan 802.16-2004 (sebelumnya dikenal sebagai perubahan D atau peraturan 802.16d) yang akhirnya menembus pasar global. Salah satu perubahan yang terbesar dari standar 802.16-2004 adalah menitik beratkan pada penggunaan frekuensi tetap antar 2 - 11 GHz. Hal ini mengakibatkan pembuatan komponen antenna semakin meningkat. Tulisan ini menitikberatkan pada membuat dan mengukur sebuah antenna oven cavity dengan standar WiMAX yang bekerja pada frekuensi 2.3 GHz sampai 2.4 GHz. Parameter utama dari antenna seperti penguatan, frekuensi dan SWR akan diuraikan pada tulisan ini. Hasil akhir penguatan antenna adalah 15 dBi.

Kata Kunci : antenna BWA, WiMAX, 802.16-2004

1. Pendahuluan

Jaringan telekomunikasi dapat diimplementasikan dalam banyak alternatif teknologi. Teknologi jaringan kecepatan tinggi fiber optic biasanya digunakan untuk menyediakan jasa layanan telekomunikasi broadband yang mempunyai kapasitas akses yang besar. Sayangnya hanya kurang dari 5% jaringan seperti ini secara komersial tersedia di dunia ini [1]. Memperluas jaringan fiber optic hanya untuk alasan ini, selain mahal juga memakan waktu yang cukup lama. Dewasa ini, pengguna SoHo (*Small office Home office*) biasanya menggunakan jaringan kabel seperti jaringan modem kabel dan DSL (*digital subscriber lines*). Sistem jaringan modem kabel pada pengguna perumahan, seperti contohnya terdapat di negara-negara maju di

Eropa, biasanya menggunakan infrastruktur kabel TV, dimana jaringan seperti ini biasanya tidak tersedia di daerah perkantoran. Teknologi DSL, sebagai alternatif lainnya, menggunakan jaringan kabel telpon untuk menyediakan layanan akses data sampai orde Mbps. Namun demikian, jasa layanan ini dibatasi oleh jarak antara pengguna dengan central office dan kualitas kabel telpon. Ini menyebabkan tidak semua pengguna potensial dapat menikmati jasa layanan akses data ini.

Selain hal tersebut di atas, teknologi-teknologi tersebut cenderung mempunyai kecepatan upstream yang rendah yang tidak sebanding dengan kecepatan downstream. Transmisi satelit dua-arahpun, yang juga merupakan alternatif teknologi akses lainnya, mempunyai kecenderungan yang sama. Walaupun

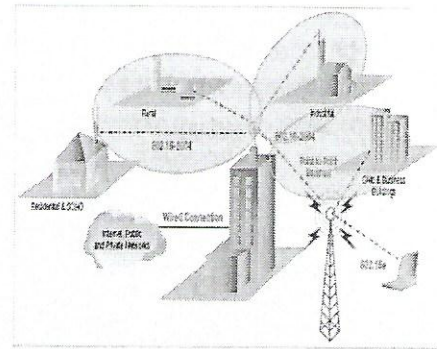
hal ini sangat berguna pada area-area yang terpencil, namun jelas terlihat keterbatasan-keterbatasannya pada daerah-daerah yang padat penduduk karena terbatasnya spektrum frekuensi yang tersedia dan tingginya latency.

Broadband Wireless Access (BWA) telah menjadi alternatif terbaik dalam pemenuhan tuntutan bisnis untuk koneksi Internet cepat yang memadukan antara jasa layanan data, suara dan gambar bergerak [2]. BWA dapat digunakan untuk memperluas akses yang disediakan oleh jaringan fiber optic dan menyediakan lebih banyak kapasitas transfer data daripada jaringan kabel maupun DSL. Salah satu dari aspek keuntungan yang ada dari teknologi BWA adalah bahwa jaringannya dapat dibuat dalam hitungan pekan dengan memanfaatkan sejumlah base station pada gedung-gedung atau menara-menara untuk membuat sistem akses nirkabel dengan kapasitas besar.

Akan tetapi, BWA sejauh ini mempunyai beberapa keterbatasan yang disebabkan diantaranya karena ketiadaan standar universal. Di satu sisi standarisasi untuk negaranegara maju adalah hal yang cukup penting, di sisi lain hal keberadaannya di negaranegara yang berkembang jauh lebih penting dimana infrastruktur kabel telekomunikasinya terbatas. Pada tahun 2004, grup standarisasi IEEE 802.16 telah mengeluarkan standar BWA [3] yang dapat mencakup implementasi dari *wireless Metropolitan Access Networks* (wireless MAN, lihat Gambar 1).

Walaupun terdapat banyak target frekuensi kerja (antara 2–11 GHz) dalam standar ini, WiMAX Forum, sebuah forum nirlaba yang didirikan oleh perusahaan-perusahaan untuk mendukung standar ini, telah memilih beberapa frekuensi untuk proses sertifikasi [4].

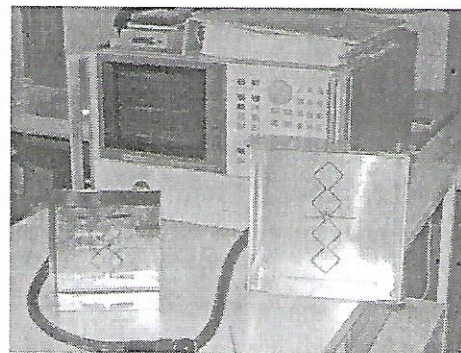
Perangkat yang diperuntukkan di Eropa bekerja pada frekuensi 3,5GHz [5], sedangkan di USA pada frekuensi 2,5GHz [6]. Rentang frekuensi tak berlisensi (setidaknya pada mayoritas negara) 5,8GHz [7] juga termasuk yang sedang dalam tahap sertifikasi. WiMAX Forum



Gambar 1 : Skenario wireless MAN berbasiskan standar IEEE 802.16.

telah pula menetapkan lebar pita kanal yang digunakan untuk WiMAX, yaitu 3,5 MHz dan 7 MHz. Dari uraian tersebut di atas, penggunaan frekuensi di tiap belahan dunia ini maupun lebar pita kanalnya, mempunyai karakteristik sendiri-sendiri, disesuaikan dengan alokasi frekuensi yang ada. Untuk menjamin interoperability, maka WiMAX Forum mempunyai program sertifikasi bagi perangkat lulus uji-lab sertifikasi.

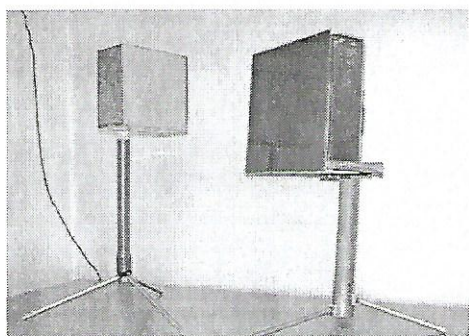
Di Indonesia, frekuensi 3,5 Ghz dan 2,5 GHz, telah digunakan untuk aplikasi satelit komunikasi dan penyiaran TV. Oleh karena itu, besar



Gambar 2 : Rangkaian Pengukuran Antena Oven Cavity

kemungkinan perangkat WiMAX di Indonesia beroperasi pada frekuensi lainnya, seperti pada rentang frekuensi 2,3 – 2,4 GHz atau 3,3 – 3,4 GHz. Jika tidak, maka akan terjadi kondisi dimana salah satu aplikasi harus tergusur, padahal investasi yang sudah ditanam cukup besar untuk infrastrukturnya.

2. Antena Oven Cavity

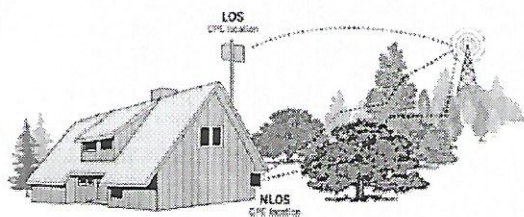


Gambar 3 : Model Antena Oven Cavity

Berlatar belakang adanya peluang untuk perangkat WiMAX di nusantara ini bekerja pada rentang frekuensi 2,3 GHz – 2,4 GHz, maka untuk menunjang terjadinya hubungan antara pelanggan dan BTS dibutuhkan satu komponen yaitu antena, yang merupakan komponen penting untuk sistem WiMAX.

Antena merupakan komponen eksternal pada teknologi WiMax, baik disisi *Base Stasion* maupun *Subscriber* (pelanggan). Gambar 4 memperlihatkan hubungan antara pelanggan terhadap *Base Station*, Mengacu pada standard IEEE 802.16 mengenai frekuensi kerja WiMax antara 2 – 11 Ghz, dan rencana kebijakan BWA di Nusantara ini dialokasikan untuk frekuensi kerja berkisar 2.35 GHz atau 3.35 GHz.

Antena *oven cavity* merupakan salah satu jenis yang dibuat untuk pendukung perangkat WiMAX, dalam perancangan ditentukan bahwa untuk kebutuhan antena *Base Station* penguatan sekitar 15 dBi. Penguatan ini dibandingkan terhadap antena standar *Horn*. Berikut photo antena *oven cavity* untuk *Base Station* dan *Subscriber*.



Gambar 4 : Koneksi *BTS* ke Pelanggan

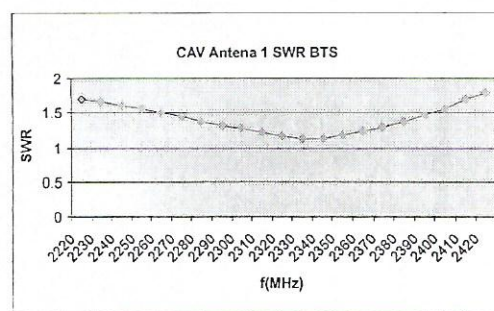
3. Hasil Pengukuran

Pengukuran perangkat antena menggunakan VNA (*Vector Network Analyzer*) setup pengukuran diperlihatkan pada gambar 2. dan hasil pengukuran ditunjukkan pada tabel 1.

Tabel 1. Pengukuran SWR Antena Oven Cavity

Open Cavity Antenna
Tabel SWR dan Impedansi

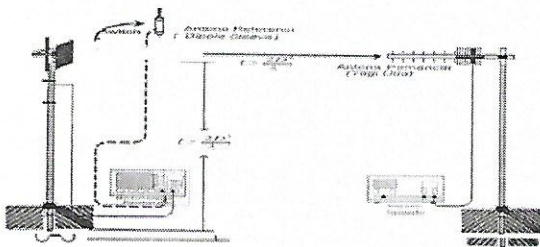
NO	FREK. (MHZ)	SWR	Zo (Ohm)
1	2230	1.65	40
2	2240	1.6	40
3	2250	1.56	40.5
4	2260	1.5	41.4
5	2270	1.45	41.9
6	2280	1.38	42.8
7	2290	1.31	44.5
8	2300	1.27	46
9	2310	1.21	47.3
10	2320	1.16	49
11	2330	1.12	51.4
12	2340	1.12	54.8
13	2350	1.18	58.5
14	2360	1.24	61.7
15	2370	1.3	64
16	2380	1.38	6
17	2390	1.46	73
18	2400	1.56	78



Gambar 5 : Grafik Pengukuran SWR

Dalam pembuatan ini karakteristik yang diukur diantaranya penguatan (*gain*) dan SWR (*Standing Wave Ratio*), set up pengukuran *gain* digunakan antenna standar Horn untuk range frekuensi 2,3 GHz sampai dengan 2,4 GHz. Peralatan ukur yang digunakan untuk bagian pemancar *signal generator* microwave, dan bagian penerima *Spektrum Analyzer*. Gain antenna standar Horn untuk range frekuensi 2.3 Ghz 2.4 Ghz antara 16,5 dBi hingga 17,5 dBi.

Penguatan antenna diperoleh setelah dibandingkan terhadap antenna standar horn dan dari hasil pengukuran terjadi selisih 1dB dimana anten yg dibuat daya terimanya lebih lemah 1dB sehingga menurut perhitungan terhadap standar untuk antenna oven cavity 16,6 dB 1 dB diperoleh gain antenna yg dibuat 15,5 dBi. Set up pengukuran diperlihatkan pada gambar 4.



Gambar 6 : Konfigurasi Pengukuran *Gain* Antena

4. Kesimpulan

Ground plane pada sistem antenna oven cavity menambah penguatan dan maksimal penguatan diperoleh 15,5 dBi dengan mengacu pada gain standar antenna horn, bahan yang digunakan metal jenis aluminium dan kuningan, range frekuensi berkisar antara 2280MHz hingga 2390 MHz dengan SWR lebih kecil dari 1.4 bahkan difrekuensi tengah sekitar $SWR < 1.2$, dengan impedansi 50 Ohm.

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih yang sebesar-besarnya kepada semua pihak yang telah membantu dalam penulisan ini, Khususnya kepada Almarhum Bapak Sjukri juga staff sub.bidang sarana telekomunikasi dan staff PPET LIPI.

5. Daftar Pustaka

1. Robert G. Winch, "Telecommunication Transmission Systems", McGraw-Hill Inc, 1993.
2. IEEE 802.16 working group, <http://www.ieee802.org/16/pub/background.html>
3. IEEE standard, "802.16TM, Part 16: Air interface for fixed broadband wireless access systems".

Applied biomimetics: Low noise aircraft design

Ille C. Gebeshuber and Burhanuddin Y. Majlis, Member IEEE

Abstract

Nature can serve as an inspirational resource for scientists and engineers, leading to unconventional and novel solutions to engineering problems. A group of engineers and a biologist teamed up in the Costa Rica rainforest to find inspiration for noise reduction in aircraft. The Biomimicry Method from the Biomimicry Guild in Montana, USA, was used to identify inspiring organisms and biological materials, ranging from bees to chameleon tongues, from spiders to human heels. The functions of interest are correlated with the structure, in Nature as well as in the envisaged various parts of the aircraft.

Index Terms : Aerospace industry, Biomimetics, Biomedical acoustics, Biological materials, Biological systems.

1. Introduction

Biomimeticists analyze materials, processes and systems in nature, extract the underlying principles and subsequently apply them to science and technology [1][2][3]. Biomimetics is a growing field that has the potential to drive major technical advances [4]. It might substantially support successful mastering of current challenges in the development of aircraft with reduced noise characteristics in the passenger cabin. The biomimetic approach can result in innovative new technological constructions, processes and developments [3]. Biomimetics can aid airplane designers to manage the specific requirements in systems or product design, especially to create products and processes that are sustainable and perform well, to integrate new functions, to reduce production costs, to save energy, to cut material costs, to redefine and eliminate "waste", to heighten existing product categories, to define new product categories and industries, to drive revenue and to build unique brands [5][6][7][8][9].

Recurrent principles in biological materials and systems are hierarchy [10][11] and multifunctionality. Vincent and co-workers analyzed 500 biological phenomena, covering over 270 functions, at different levels of hierarchy [10]. Depending on the extent to which each level of the hierarchy is dependent on its lower levels, adaptation or optimization of the biomaterial is independently possible at each level of hierarchy.

Size differences between hierarchy levels tend to be about a factor of ten [11]. A major advantage of hierarchical structuring is that the material can be made multifunctional and that a specific material property, such as fracture toughness, can be improved by optimization at different size levels. A direct consequence is the increase in adaptability of natural materials. Functions can be modified or enriched by structuring on an additional level of hierarchy. Adaptability increases, therefore, as a function of the number of levels of hierarchy. This is probably why such a wide range of material and structural properties can be provided in Nature by such a small range of base materials [6][7][12][13].

Biological materials show excellent characteristics - that are difficult to grasp in terms of commonly used material properties - such as resilience (a component of ecosystem stability: the ability of an ecosystem to recover after disturbance) [14][15][16], self-repair [17], adaptability [16], benevolent behavior [18] and redirected crack propagation [19][20].

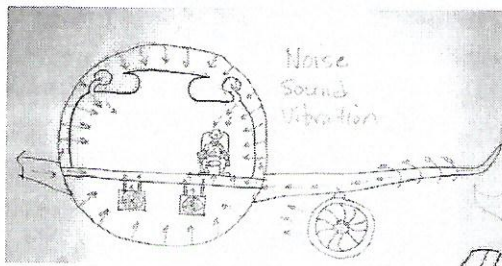
Structure and function as well as structure and material are closely related in natural systems. Gordon [21] states "Structures are made from materials and we shall talk about structures and materials; but in fact there is no clear-cut dividing line between a material and a structure." Historically interested readers might also want to read Haeckel's book "Art forms in nature" [22] and D'Arcy Thompson's book "On Growth and

Form" [23], especially chapters V on biomineralized structures and VIII on form and mechanical efficiency. Investigations on the cause of the excellent properties of natural materials lead to investigations of intrinsic material properties.

Recurrent concepts in biomimetics are integration instead of additive construction, optimization of the whole instead of maximization of a single component feature, multi-functionality instead of mono-functionality and development via trial-and-error processes. Such concepts can easily be transferred to technology, and can be applied by engineers with no knowledge of biology at all [3][9][24].

Inventors have long drawn ideas from the world around us. Now, advances in fields like nanotechnology allow us to probe natural processes more deeply. Armed with this insight, and motivated by an interest in sustainable design, engineers increasingly look outside the lab for inspiration.

In April 2008, three Boeing engineers, the author I.C.G. and Dayna Baumeister from the Biomimicry Guild, Montana, USA, went to Costa Rica's southern Pacific coast to learn how biomimicry might be applied to aviation.



Manuscript received July 29, 2009. This work was supported in part by the the Austrian Kplus-Program via the Austrian Center of Competence for Tribology, AC²T research GmbH, Wiener Neustadt and by the Austrian Society for the Advancement of Plant Sciences via the Biomimetics Pilot Project "BioScreen".

I. C. Gebeshuber is with the Institute for Microengineering and Nanoelectronics at the Universiti Kebangsaan Malaysia, with the

Institute of General Physics at the Vienna University of Technology and with the Austrian Center of Competence for Tribology (phone: 60-12-3929233; fax: 60 60-3-8925-0439; e-mail: ille.gebeshuber@ukm.my).

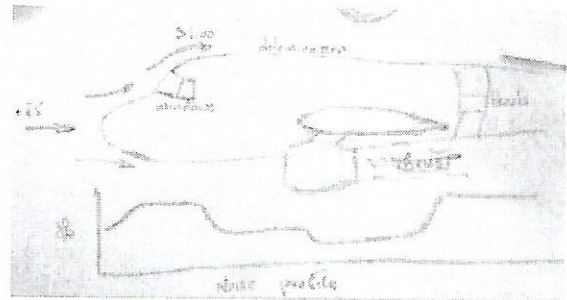


Fig. 1. Top: Noise sources in an aircraft. Bottom: Noise profile in an aircraft. © Biomimicry Team of the Boeing Advanced Concepts Center, Seattle, USA.

The team chose to address a chronic problem with flying: the noise. Sound enters an aircraft cabin from various sources - the engine, the air flowing across the aircraft, even the stow bins. Glass fibre blankets in the plane's walls insulate passengers from both the bitter cold outside and some of this noise, but adding more would make the plane too heavy. Eliminating too much noise is also not ideal - consider what it would be like to hear the passengers' every sneeze and cough.

Thinking outside the standard academic toolbox is not intuitive for most engineers, says Baumeister, the guild's co-founder. "Putting them in a rain forest brings them back to that childlike state of wonder and suddenly broadens their perspective to other ways problems might be solved." [25]

2. Materials and Methods

a. Method

The Biomimicry Innovation Method (BIM) [26] is applied in this work to identify high-potential biological systems, processes and materials that can inspire novel design for low noise aircraft as well as optimizing existing ones.

BIM is an innovation method that seeks sustainable solutions by emulating Nature's time-tested patterns and strategies. The goal is to create products, processes, and policies - new ways of living - that are well adapted to life on earth over the long haul. BIM involves specifically trained biologists as well as engineers, natural scientists, architects and/or designers from universities or companies. BIM is for example used in the rainforest (high species variety resulting in high innovation potential) to learn from and emulate natural models.

The steps in BIM are as follows: Identify function, biologize the question, find Nature's best practices and generate product ideas.

b. Project Team

The project team consisted of three engineers from the Advanced Concepts Team of Boeing (Heidi Kneller, Randy Smith and William C. Sanford), the author ICG and Dayna Baumeister, co-founder of the Biomimicry Guild, an innovation company that draws on knowledge of biological adaptations to help designers, engineers, architects, and business leaders solve design and engineering challenges sustainably.

3. Results and Discussion

The difficult part of the concepts developed in this paper is the transition from theory to practice. Such work encourages a new way of thinking and opens up a new world of possibilities. Novel aircraft design should take into consideration recurring natural principles such as full recyclability, fitting form to function, water-based chemistry, redundancy, being locally attuned, shape rather than material, feedback loops, benign manufacturing and multi-functional design.

The best practices identified are organisms and biological parts as diverse as spiders, horses, cicadas, fish slime and human heels (Table 1).

Cicadas and some birds can actively shape the noise they generate - using mechanisms that could be valuable for managing aircraft sound.

TABLE I
APPLICATION OF THE BIOMIMICRY INNOVATION METHOD TO THE
DEVELOPMENT OF LOW NOISE AIRCRAFT

Biologized question: How	---	Generated product/process ideas
... amplify or attenuate vibrations?	Honeycomb [27]	Noise management
... change physical properties of materials?	Leafcutter ants [28]	Connections
... connect soft parts with hard parts?	Tendons [29]	Connections
... direct vibrations?	Spiderweb [30]	Noise redirection
... make auxetic materials?	Cat, salamander and chameleon skin; cow udders [31]-[33]	Noise redirection
... make organisms jump?	Fleas [34], horses [35]	Springs
... manage high impacts?	Human heel [36]	Shock absorbers
... manage high impacts?	Spinal disk [37]	Connections
... manage vibrations?	Spiders [38]-[41]	Noise redirection
... minimize friction?	Fish slime [42]-[44], articular cartilage [45]-[48]	Drag reduction, wear prevention
... optimize muscles?	Squid [49]	Screws
... shape noise?	Shrimp [50], octopus [51]	Noise management
... sharpen noise?	Cicadas [52], birds [53], humans [54][55]	Noise management

Honeycombs attenuate or amplify vibratory signals

Vibration of the rims of open cells in a honeycomb, applied in the plane of the comb face, is transmitted across the comb. Attenuation or amplification of the vibratory signal depends on its frequency and on the type of comb. In general, framed combs, both large and small, strongly attenuate higher frequencies, whereas these are amplified in small open combs. The very poor transmission properties of the large framed combs used in commercial hives may explain the bees' habit of freeing an area of comb from the frame in those areas used for dancing. Honeybee legs are sensitive to low frequencies. The amplification properties of unframed combs extend the range of these receptor systems to include frequencies that are emitted by the bee during its dance, namely the 15 Hz abdomen waggle and 250 Hz thorax vibration [27].

The finding that bees are able to dampen sound by orienting their honeycomb a certain way proves compelling. In aircraft, the honeycomb shape is attractive for its high strength-to-weight ratio and so is used in many interior components. But it is currently oriented in a way that may help propagate sound, rather than deaden it.

Leafcutter ants

Leaf-cutting ants produce high-frequency vibrations with a specialised organ. The high vibrational acceleration of the mandible appears to stiffen the material to be cut [28].

By inducing a vibration into material the physical properties can be changed. It might prove possible to change the conductance of the fuselage (i.e., an aircraft's main body section that holds crew and passengers or cargo, the word comes from the French fuselé "spindle-shaped") by shaping vibration.

Spiderweb

Spiders weave various thicknesses and levels of tension into their webs - both for structural reasons and so that the vibrations induced by an arriving meal will indicate what and where it is.

Radial thread transmission in *Nephila* webs increases by several dB after cutting the connecting auxiliary spirals, demonstrating that vibrations leak from stimulated radii via these threads. Auxiliary spirals provide structural support to at the expense of degraded directional transmission [30].

If the places on an airplane's panels that vibrate the most are pinpointed with spiderweb inspired structures, a complementary dampening structure might result on those nodes to minimise the vibration coming from them. Spiderweb inspired structures in airplane design might serve as thermal or acoustic insulators (Figure 2).

Auxetic Materials

Auxetic materials, when stretched, become thicker perpendicularly to the applied force. That is, they have a negative Poisson's ratio [56]-[58]. In Nature, cat skin, cow udders, chameleon skin and salamander skin exhibit this property [31]-[33]. Auxetics contain hinge-like structures that flex when stretched and have interesting mechanical properties such as high-energy absorption and fracture resistance. This may be useful in applications such as packing material, knee and elbow pads and robust shock absorbing material.

Auxetic cellular solids in the forms of honeycombs and foams have high potential in a diverse range of aerospace applications, including as core materials in curved sandwich panel composite components, radome applications (the radome is a dome-shaped cover made from a material through which radio waves can pass used to protect radar equipment), directional pass band filters, adaptive and deployable structures, MEMS devices, filters and sieves, seat cushion material, energy absorption components, viscoelastic damping materials, and fastening devices. Potential auxetic polymer applications include self-locking reinforcing fibers in composites, controlled release media, and self-healing films.

Auxetic composite laminates and composites containing auxetic constituents are also of high interest. Enhancements in fracture toughness, and static and low velocity impact performance are the basis for their potential in energy absorber components. Auxetics may also be used as strain amplifiers, piezoelectric devices, and structural health monitoring components [56].

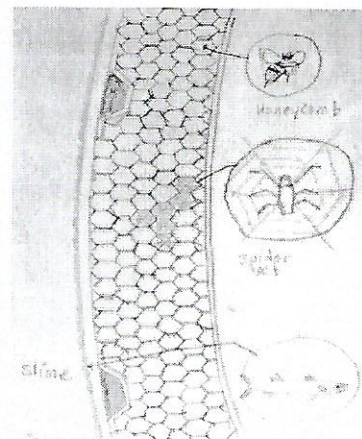


Fig. 2 : Bioinspired airplane's outer coating. © Biomimicry Team of the Boeing Advanced Concepts Center, Seattle, USA.

Fish slime

Fish slime is a highly multifunctional material. Proposed roles are in respiration, ionic and osmotic regulation, reproduction, excretion,

disease resistance, communication, feeding, nest building and protection [42]. Fish body slime not only helps reduce drag, but also reduces the vibrations caused by passing waves. A fish slime inspired aircraft's outer coating may help attenuate sound (Fig. 2).

Rosen and Cornford showed an impressive 66% reduction of friction of a diluted solution of fish slime [43].

Bechart and co-workers experimentally investigated wall shear stress reduction in sharkskin replica consisting of 800 plastic model scales with compliant anchoring. Self-cleaning surfaces such as that of lotus leaves represent an interesting option to avoid fluid-dynamic deterioration by the agglomeration of dirt. An example of technological implementation of such as system combining sharkskin and lotus leaf properties are long-range commercial aircraft. Separation control by bird feathers inspires self-activated movable flaps (i.e., artificial bird feathers) that represent a high-lift system enhancing the maximum lift of airfoils by about 20%. Bechart and co-workers show that this is achieved without perceivable deleterious effects under cruise conditions [44].

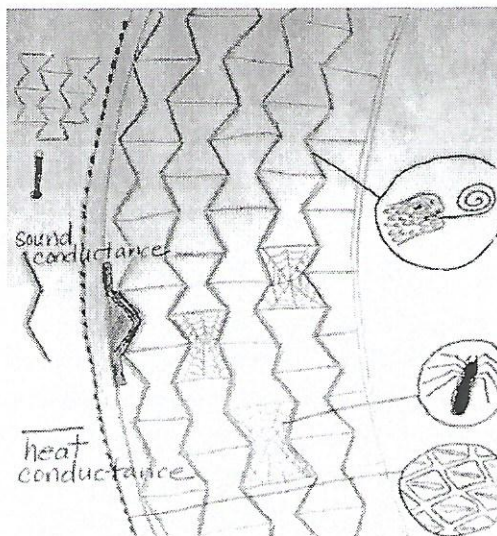


Fig. 3 : Bioinspired sound and heat redirecting material. © Biomimicry Team of the Boeing Advanced Concepts Center, Seattle, USA.

4. Conclusions

Application of the Biomimicry Innovation Method concerning noise management in airplanes proves highly useful in concept development.

Further analysis of the rich flora and fauna in South East Asia might provide further useful input concerning novel airplane design.

Increasing awareness about the innovation potential of the rainforest might cause a paradigm shift in the way locals view the pristine forests.

Acknowledgment

Living in the tropics and continuous exposure to high species diversity in the tropical rainforests is a highly inspirational way to continuously do biomimetics. Researchers have the current problems they are dealing with always at the back of their head, and an inspiring environment aids in having completely new ideas, approaches and concepts. The Vienna University of Technology, especially Profs. F. Aumayr, Störi and Badurek, are acknowledged for enabling ICG three years of research in the inspiring environment in Malaysia.

4. References

- [1] B. Bhushan, "Biomimetics: lessons from nature-an overview," *Phil. Trans. Royal Soc. A*, vol. 367, 2009, pp. 1445-1486.
- [2] Y. Bar-Cohen, *Biomimetics: biologically inspired technologies*. CRC Press, 2005.
- [3] I. C. Gebeshuber, and M. Drack, "An attempt to reveal synergies between biology and engineering mechanics," *Proc. IMechE Part C: J. Mech. Eng. Sci.*, vol. 222, 2008, pp. 1281-1287.
- [4] I. C. Gebeshuber, B. Y. Majlis, and H. Stachelberger, "Tribology in Biology: Biomimetic studies across dimensions and across fields," *Int. J. Mech. Mat. Eng.*, submitted for publication.



- [5] I. C. Gebeshuber, A. Pauschitz, and F. Franek, "Biotribological model systems for emerging nano-scale technologies," in: *Proc. 2006 IEEE Conference on Emerging Technologies - Nanoelectronics*, 2006, pp. 396-400.
- [6] I. C. Gebeshuber, H. Stachelberger, B. A. Ganji, D. C. Fu, J. Yunas and B. Y. Majlis, "Exploring the innovational potential of biomimetics for novel 3D MEMS," *Adv. Mat. Res.*, vol. 74, 2009, pp. 265-268.
- [7] I. C. Gebeshuber, H. Stachelberger, and B. Y. Majlis, "Exploring the innovational potential of biomimetics for novel 3D micro- and nanoelectromechanical Systems (MEMS and NEMS)," *Plant Biomechanics*, B. Thibaut, Ed. Cayenne, to be published.
- [8] I. C. Gebeshuber, H. Stachelberger, and M. Drack, "Diatom tribology," in: *Life Cycle Tribology, Editors, Tribology and Interface Engineering Series*, vol. 48, B. J. Briscoe, Ed. Elsevier, 2005, pp. 365-370.
- [9] I. C. Gebeshuber, B. Y. Majlis, L. Neutsch, F. Aumayr, and F. Gabor, "Nanomedicine and biomimetics: life sciences meet engineering & physics," in: *Proc. 3rd Vienna Int. Conf. Micro. Nanotech. Viennano09*, W. J. Bartz, F. Franek, Eds., Vienna, 2009, pp. 17-23.
- [10] P. Fratzl and R. Weinkamer, "Nature's hierarchical materials," *Progr. Mat. Sci.*, vol. 52, no. 8, 2007, pp. 1263-1334.
- [11] J. F. V. Vincent, "Deconstructing the design of a biological material," *J. Theor. Biol.*, vol. 236, 2005, pp. 73-78.
- [12] G. Jeronimidis, and A. G. Atkins, "Mechanics of biological materials and structures Nature's lessons for the engineer," *Proc. IMechE Part C: J. Mech. Eng. Sci.*, vol. 209, 1995, pp. 221-235.
- [13] J. F. V. Vincent, "Biomimetics A review," *Proc. IMechE Part H: J. Eng. Med.*, submitted for publication.
- [14] C. S. Holling, "Resilience and stability of ecological systems," *Annu. Rev. Ecol. Syst.*, vol. 4, 1973, pp. 1-23.
- [15] *Resilience and the behavior of large-scale systems*. Scope Report 60, L. H. Gunderson, L. Pritchard, Eds. Island Press, Washington, DC, USA, 2002.
- [16] B. Walker, C. S. Holling, S. R. Carpenter, and A. Kinzig, "Resilience, adaptability and transformability in socialecological systems," *Ecol. Soc.*, vol. 9, no. 2, 2004, p. 5.
- [17] *Proceedings of the first workshop on self-healing systems*, Charleston, South Carolina, 2002.
- [18] R. L. Trivers, "The evolution of reciprocal altruism," *Quarter. Rev. Biol.*, vol. 46, no. 1, 197, pp. 35-57.
- [19] M. A. Kasapi, and J. M. Gosline, "Design complexity and fracture control in the equine hoof wall," *J. Exp. Biol.*, vol. 200, 1997, pp. 1639-1659.
- [20] M. A. Kasapi, and J. M. Gosline, "Micromechanics of the equine hoof wall: optimizing crack control and material stiffness through modulation of the properties of keratin," *J. Exp. Biol.*, vol. 202, 1999, pp. 377-391.
- [21] J. E. Gordon, *Structures, or why things don't fall down*. New York: Da Capo Press, 1981, p. 29.
- [22] E. Haeckel, *Kunstformen der Natur*. (Art forms in nature). Leipzig and Vienna: Biobliographisches Institut, 1899.
- [23] D'A. Thompson, *On growth and form*. (1917). Cambridge University Press, Cambridge, England.
- [24] I. C. Gebeshuber, P. Gruber, and M. Drack, "A gaze into the crystal ball - biomimetics in the year 2059," *Proc. IMechE Part C: J. Mech. Eng. Sci.*, in press.
- [25] A. Isaacson, "Engineered by Nature: The best place to find inspiration for industrial design? The flora and fauna all around us," *Pop. Mech.*, vol. 11, 2008.
- [26] Biomimicry innovation method (2008). Biomimicry Guild, Helena, MT, USA.
- [27] D. Sandeman, J. Tautz, and M. Lindauer, "Transmission of vibration across honeycombs and its detection by bee leg receptors," *J. Exp. Biol.*, vol. 199, no. 12,

- 1996, pp. 2585-2594.
- [28] J. Tautz, F. Roces, and B. Hölldobler, "Use of a sound-based vibratome by leaf-cutting ants," *Science*, vol. 267, no. 5194, pp. 84-87.
- [29] S. Standring, *Gray's anatomy: the anatomical basis of clinical practice, expert consult - online and print*, Edinburgh: Churchill Livingstone, 40th edition, 2008.
- [30] M. A. Landolfi and F. G. Barth, 1996, Vibrations in the orb web of the spider *Nephila clavipes*: cues for discrimination and orientation, *J. Comp. Physiol. A: Neuroeth. Sens. Neur. Behav. Physiol.* 179(4), 493-508.
- [31] Veronda, D. R. and Westmann, R. A. Mechanical characterization of skin - finite deformations. *J. Biomech.*, 1970, 3, 111-124.
- [32] Frohlich, L. M., Labarbera, M., and Stevens, W. P. Poisson's ratio of a crossed fibre sheath: the skin of aquatic salamanders. *J. Zool. Lond.*, 1994, 232, 231-252.
- [33] Lees, C., Vincent, J. E. V., and Hillerton, J. E. Poisson's ratio in skin. *Biomed. Mater. Eng.*, 1991, 1, 19-23.
- [34] R. McN. Alexander, "Functions of elasomeric proteins in animals," in: *Elastomeric Proteins: Structures, biomechanical properties and biological roles*, P. R. Shewry, A. S. Tatham, and A. J. Bailey, Eds., Cambridge: Cambridge University Press, 2003, pp. 1-14.
- [35] N. J. Dimery, R. McN. Alexander, and R. F. Ker, "Elastic extensions of leg tendons in the locomotion of horses (*Equus caballus*)," *J. Zool.*, vol. 210, 1986, pp. 415-425.
- [36] P. Aerts, R. F. Ker, D. deClercq, D. W. Isley, and R. McN. Alexander, "The mechanical properties of the human heel pad: a paradox resolved," *J. Biomech.*, vol. 28, 1995, pp. 1299-1308.
- [37] A. L. Nachemson, Disc pressure measurements, *Spine*, vol. 6, no. 1, 1981, 93-97.
- [38] R. F. Chapman, *The insects: structure and function*, Cambridge University Press; 4 edition, 1998.
- [39] F. G. Barth, "Spider senses: technical perfection and biology," *Zoology*, vol. 105, no. 4, 2002, pp. 271-285.
- [40] R. Blickhan, and F. G. Barth, "Strains in the exoskeleton of spiders," *J. Comp. Physiol.*, vol. 157, 1985, 115-147.
- [41] C. Menon, and C. Lira, "Active articulation for future space applications inspired by the hydraulic system of spiders," *Bioinsp. Biomim.*, vol. 1, 2006, pp. 52-61.
- [42] K. L. Shephard, "Functions for fish mucus," *Rev. Fish Biol. Fish.*, vol. 4, no. 4, pp. 401-429.
- [43] M. W. Rosen, and N. E. Cornford, "Fluid friction of the slime of aquatic animals," *Final report Jan 68-Jan 69 Naval Undersea Research and Development Center San Diego California*, 1970, p. 55.
- [44] D. W. Bechert, M. Bruse, W. Hage, and R. Meyer, "Fluid mechanics of biological surfaces and their technological application," *Naturwissenschaften*, vol. 87, no. 4, 2000, 157-171.
- [45] I. C. Gebeshuber, M. Drack, and M. Scherge, "Tribology in biology," *Tribol. Surf. Mat. Interf.*, vol. 2, no. 4, 2008, pp. 200-212.
- [46] J. M. Mansour, "Biomechanics of cartilage," in: *Applied Kinesiology*, Philadelphia, PA: Lippincott Williams and Wilkins, 2003, pp. 66-79.
- [47] K. Ramesh, and A. Markworth, "Functionally graded materials: the state of the art," *Presentation to the Committee on Coatings for High-Temperature Structural Materials*, National Materials Advisory Board, National Research Council, Washington, DC, USA, 1993.
- [48] K. Athanasiou, E. Darling, and J. Hu, *Articular Cartilage Tissue Engineering (Synthesis Lectures on Tissue Engineering)*, Morgan & Claypool Publishers, 2009.
- [49] W. M. Kier, "Squid cross-striated muscle: the evolution of a specialized muscle fiber type," *Bull. Marine Sci.*, vol. 49, no. 1-2, 1991, pp. 389-403.
- [50] M. Versluis, B. Schmitz, A. v.d. Heydt, and

- D. Lohse. "How snapping shrimp snap: through cavitating bubbles," *Science*, vol. 289, no. 5487, pp. 2114-2117.
- [51] A. Guerra, X. Martinell, A. F. González, M. Vecchione, J. Gracia, and J. Martinell, "A new noise detected in the ocean," *J. Mar. Biol. Assoc. UK*, vol. 87, no. 5, 2007, pp. 1255-1256.
- [52] H. C. Bennet-Clark and D. Young, "A model of the mechanism of sound production in cicadas," *J. Exp. Biol.*, vol. 173, no. 1, pp. 123-153.
- [53] T. Riede, R. A. Suthers, N. H. Fletcher, and W. E. Blevins, "Songbirds tune their vocal tract to the fundamental frequency of their song," *Proc. Natl. Acad. Sci. USA*, vol. 103, 2006, pp. 5543-5548.
- [54] K. N. Stevens, *Acoustic Phonetics*, MIT Press, Cambridge, 1998.
- [55] T. D. Rossing, "The human voice in speech and singing," in: *Springer Handbook of Acoustics Part E*, 2007, Springer New York, pp. 669-712.
- [56] A. Alderson and K. Alderson, "Auxetic Materials," *Proc. IMechE Part G: J. Aerosp. Eng.*, vol. 221, 2007, pp. 565-575.
- [57] R. H. Baughman, "Auxetic materials: avoiding the shrink", *Nature*, vol. 425, no. 6959, 2003, pp. 667-667.
- [58] K. E. Evans, and K. L. Alderson, "Auxetic materials: the positive side of being negative," *Eng. Sci. Edu. J.*, vol. 9, no. 4, 2000, pp. 148-154.
- [59] I. C. Gebeshuber, "The influence of stochastic behavior on the human threshold of hearing," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 11, 2000, pp. 1855-1868.
- [60] F. Rattay, I. C. Gebeshuber, and A. H. Gitter, "The auditory hair cell: a simple electric circuit model," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 103, no. 3, 1998, pp. 1558-1565.

Ille C. Gebeshuber is Contract Professor at the Institute of Microengineering and Nanoelectronics at the Universiti Kebangsaan Malaysia and Tenured Professor at the Vienna

University Technology in Austria, Europe. She is a physicist with long experience in getting inspiration from Nature for her scientific work. She is experimental physicist, founder of the Center of Excellence for Biomimetics at the Vienna University of Technology and Associate Editor of the IMechE Journal of Mechanical Engineering Science. Furthermore, she headed the Strategic Research during the first three years of the Austrian Center of Competence for Tribology in Wiener Neustadt, Austria, and she now serves for the center as key researcher.

Prof. Gebeshuber is member of several tribology (bio)physics, biomimetics and naotechnology associations.



Burhanuddin Y. Majlis is Professor of Microelectronics at the Faculty of Engineering, Universiti Kebangsaan Malaysia. He was a Deputy Dean of Engineering Faculty from 1995 until 1997. He is also a Research Fellow of Telekom Malaysia Research & Development Division, and he was the director of UKM-TM Microelectronics Research Centre at the Faculty of Engineering, UKM. He was responsible in developing and planning the setting up of the clean room for research at UKM. He is a senior member of the Institution of Electrical and Electronics Engineer (IEEE) and the Chairman of IEEE Electron Devices Malaysia Chapter from 1994 to 2006. He is the founder chairman of Malaysia Nanotechnology Association which was established in 2007. In 2001 he started research in MEMS with substantial research funding of US\$10 million from Ministry of Science, Technology and Innovation. His current interest are design and fabrication of MEMS sensor, RFMEMS, BiOMEMS and microenergy. He has published four text books in electronics and one book on Integrated Circuits Fabrication Technology for undergraduate courses and more than 300 academic research papers. Now he is the founder director of Institute of Microengineering and Nanoelectronics (IMEN).

Rancangan Sistem Instrumentasi Gamma Logging Yang Portabel

Budiono

PTNBR - BATAN

Jl Taman Sari Bandung Tlp. 2503997

budi@batan-bdg.go.id

Abstrak

Pada penelitian ini telah dirancang dan dibuat prototipe alat pendeteksi gamma logging menggunakan mikrokontroler Atmel AT89C51. Prototipe tersebut portable, dan terdiri dari detektor GM, rangkaian pengkondisi sinyal, mikrokontroler AT89C51, stepper motor dan penampil LCD 4,5 digit. Sumber daya untuk rangkaian elektronik maupun sumber tegangan tinggi untuk detektor GM digunakan 2 buah baterai 9 volt. Sumber tegangan tinggi untuk detektor GM membutuhkan tegangan 500 volt DC dan rangkaian elektronik membutuhkan tegangan 5 volt DC. Dengan menggunakan pemrograman bahasa assembly pada mikrokontroler, hasil pengujian cacahan per detik (CPS) pada sistem yang dirancang ditampilkan pada LCD 4,5 digit, dalam bentuk 7 segmen dan juga disimpan pada memori RAM. Data yang ada didalam RAM dapat dikirimkan ke komputer IBM-PC atau Notebook secara serial asinkron menggunakan RS 232, untuk diproses dan hasilnya dapat ditampilkan pada layar monitor atau printer.

Kata kunci: Deteksi radioaktif, instrumentasi, digital.

Abstract

In this research, a prototype of gamma logging has been designed and made using Atmel AT89C51 microcontroller. The prototype is a portable and, consist of GM detector, signal conditioner circuit, AT89C51 microcontroller, motor stepper and the 4,5 digits LCD. The power resource for electronic circuit as well as high voltage resource for GM detector used 2 pieces of 9 volt battery. The high voltage source for GM detector required the 500 Volt DC and electronic circuit required 5 Volt DC. By using assembly programming language at microcontroller, the result of examination counts per second (CPS) of system was designed to present at 4.5 digits LCD, in the form of 7 segment as well as kept in RAM. Existing data in RAM can be delivered to IBM-PC or Notebook asynchrony serially using the RS 232, was processed and its result can be presented on a monitor or printer.

Key words: Radioactive detection, instrumentation, digital.

1. Pendahuluan

Perkembangan ilmu pengetahuan dan teknologi saat ini adalah sangat pesat sekali, terutama dalam bidang elektronika yang menggunakan teknologi rangkaian terintegrasi, yang berupa mikrokontroler. Mikrokontroler pada dasarnya adalah gabungan dari CPU, RAM, Flash PROM, I/O Port dan UART yang dipadukan dalam single chip. Mikrokontroler merupakan komponen mikroelektronika yang dapat diprogram dengan menggunakan bahasa assembly untuk menjalankan berbagai macam program, yang pemrosesannya sangat cepat dan akurat. Keuntungan lain dari penggunaan mikrokontroler adalah harganya cukup murah dan

mengurangi kerumitan perancangan perangkat keras dalam sebuah PCB.

Pada penelitian ini mikrokontroler yang digunakan adalah Atmel AT89C51, yang dirancang untuk sistem instrumentasi gamma logging. Sistem instrumentasi gamma logging adalah suatu peralatan yang digunakan untuk mengukur radiasi sinar gamma dalam tanah (yang dibor) dengan menggunakan detektor nuklir Geiger Muller (GM) atau detektor Sintilasi Na.I.

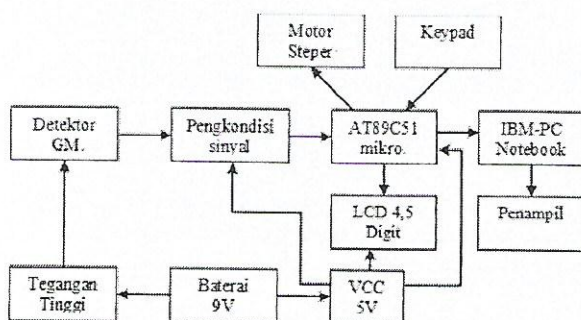
Tujuan dalam penelitian ini adalah merancang dan membuat suatu sistem instrumentasi gamma logging hasil renovasi yang menggunakan mikrokontroler AT89C51 dengan kemampuan sebagai berikut:

- Mampu mendeteksi radiasi sinar gamma dalam tanah (radioaktif alam) yang ada dalam lubang bor dengan menggunakan detektor GM., untuk menentukan struktur, juga density serta porositas lapisan tanah
- Mempunyai kepekaan dan ketelitian yang cukup tinggi.
- Mempunyai sifat *portable* handal dan pemakaian catu daya yang hemat.
- Mampu memberikan penampilan dosis radiasi pada LCD 4,5 digit, dan datanya dapat dikirimkan ke komputer IBM-PC atau Notebook secara serial.

Untuk merealisasi penelitian tersebut, maka dilakukan studi literatur dalam rangka mendapatkan data-data yang lengkap mengenai karakteristik komponen elektronik dan melakukan observasi lapangan pada peralatan yang sudah ada. Selanjutnya dilakukan perancangan sistem, yaitu berupa perangkat keras dan perangkat lunak. Kemudian dibuat perangkat keras dan perangkat lunak, serta dilakukan pengujian peralatan yang dibuat tersebut untuk mengetahui apakah alat yang dibuat sudah sesuai dengan perancangan yang dikehendaki.

2. Bahan dan Tata Kerja

Berdasarkan permasalahan yang telah diuraikan pada bab pendahuluan, maka dapat dibuat diagram blok perencanaan sistem instrumentasi gamma logging yang menggunakan mikrokontroler AT89C51 pada Gambar 1.



Gambar 1 : Diagram Blok Instrumentasi Gamma Logging.

Diagram blok tersebut terdiri dari detektor radiasi nuklir GM, tegangan tinggi, baterai 9 V, pengkondisi sinyal, mikro-kontroler AT89C51 dan LCD yang merupakan sarana untuk tampilan.

Catu daya baterai 9 V, kemudian diubah menjadi tegangan rendah 5 V dan tegangan tinggi 500 V. Tegangan rendah 5 V digunakan untuk catu daya rangkaian pengkondisi sinyal, mikrokontroler, LCD dll. Sedangkan tegangan tinggi 500 V digunakan untuk catu daya detektor GM. Apabila radiasi nuklir sinar gamma mengenai detektor GM, maka detektor tersebut menghasilkan pulsa-pulsa listrik yang tidak beraturan, bentuknya acak dan saling tumpang tindih. Agar pulsa-pulsa tersebut dapat dibaca dengan mudah oleh mikrokontroler, maka pulsa-pulsa tersebut perlu dikondisikan menjadi pulsa-pulsa yang beraturan dengan menggunakan rangkaian pengkondisi sinyal. Pulsa-pulsa segi empat yang beraturan tersebut dicacah oleh mikrokontroler (Ti) dan diprosesnya, kemudian hasil pemrosesan tersebut akhirnya ditampilkan pada LCD 4,5 digit, dan disimpan dalam memori RAM yang ada dalam mikrokontroler. Data yang disimpan di RAM dapat dikirimkan secara serial asinkron menggunakan RS 232 ke komputer IBM-PC atau Notebook untuk diproses, kemudian ditampilkan pada layar monitor atau printer. Keypad digunakan untuk mengatur program mikrokontroler, yaitu memilih program untuk sistem pencacah dan program untuk menggerakkan stepper motor yang digunakan untuk mengatur panjang kabel detektor GM. yang akan dimasukkan kedalam tanah.

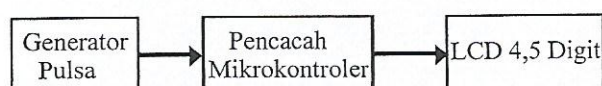
Mikrokontroler AT89C51 adalah keluarga mikrokontroler MCS-51 (8 bit), yang mempunyai konfigurasi sebagai berikut :

- Unit pengolah utama (CPU) 8 bit
- 4.Kb. Reprogrammable Flash Memory.
- Frekuensi kerja yang digunakan: 0 Hz - 24 Hz.
- 128 byte data RAM internal.
- 4 buah I/O Port (P0, P1, P2 dan P3).
- 2 buah time / counter, 16 bit.
- Full Duplex UART (Port serial).

3. Hasil Pengujian

3.1. Ujicoba Pencacah mikrokontroler dengan Generator Pulsa.

Diagram blok uji coba pencacah yang ada didalam mikrokontroler dengan menggunakan generator pulsa (Tektronik 1~G 508) dapat dilihat pada gambar 2.



Gambar 2 : Diagram Blok Uji Coba Pencacah dengan Generator Pulsa

Dalam uji coba ini, 2 pencacah pada mikrokontroler diberi masukan pulsa-pulsa dari generator pulsa dengan frekuensi 1000 Hz dan 5000 Hz, yang masing-masing dilakukan pengukuran 6 kali. Hasil uji coba dalam jumlah pulsa per detik (CPS), dapat dilihat pada Tabel 1. dan Tabel 2. Hasil uji coba dengan generator pulsa dengan frekuensi 1000 Hz dan 5000 Hz, hasilnya cukup stabil.

Tabel 1. Hasil Uji Coba Pencacah dengan Generator Pulsa pada Frekuensi 1000 Hz

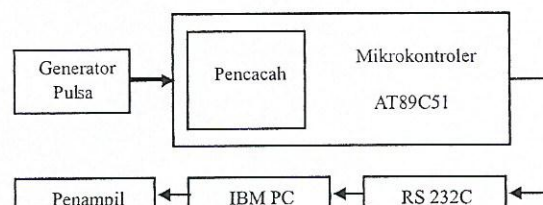
Pengukuran Ke :	Pencacah 1. (CPS)	Pencacah 2. (CPS)
1	1019	1021
2	1018	1019
3	1020	1018
4	1019	1019
5	1018	1020

Tabel 2. Hasil Ujicoba Pencacah dengan Generator Pulsa pada Frekuensi 5000 Hz

Pengukuran Ke :	Pencacah 1. (CPS)	Pencacah 2. (CPS)
1	5031	5032
2	5033	5033
3	5030	5035
4	5034	5031
5	5031	5032

3.2. Ujicoba komunikasi data secara serial.

Diagram blok uji coba komunikasi data secara serial antara mikrokontroler dengan computer IBM-PC dapat dilihat pada Gambar 3.



Gambar 3 : Diagram Blok Sistem Komunikasi Data Secara Serial.

Hasil uji coba komunikasi data serial, dengan generator pulsa pada frekuensi 5000 Hz., dengan kecepatan transmisi serial 9600 bit/sec. dapat dilihat pada Tabel 3.

Tabel 3. Hasil Komunikasi Data secara Serial.

Pengukuran ke :	Mikrokontroler (CPS)	Kom. IBM-PC (CPS)
0	5033	5033
1	5031	5031
2	5034	5034
3	5031	5031
4	5032	5032
5	5032	5032

Dari Tabel 3. Hasil pengujian komunikasi data secara serial, data yang dikirim dan data yang diterima oleh komputer IBM-PC tidak ada kesalahan.

3.3. Pengujian dengan sumber radiasi.

a. Pengujian dengan sumber radiasi Mock Iodine-131 (109 μ ci).

Hasil uji coba pencacah gamma logging yang dibuat, dibandingkan dengan pencacah radiasi gamma yang ada di laboratorium PTNBR-BATAN Bandung, dengan sumber radiasi Iodine-131 (109 μ ci). dapat dilihat pada Tabel 4.

Tabel 4. Hasil Pengukuran Pencacah Radiasi dengan Sumber Radiasi Mock Iodine-131.

Sumber Radiasi Iodine-131 (109 μ ci) dengan waktu cacah 1 detik		
Pengukuran	Pencacah yang dibuat	Pencacah yang ada di lab.
1	118	123
2	119	122
3	117	124
4	115	123
5	117	122

- b. Pengujian dengan sumber radiasi 60 Co.1,29 μ ci.

Hasil uji coba pencacah gamma logging yang dibuat, dibandingkan dengan pencacah radiasi gamma yang ada di laboratorium PTNBR-BATAN Bandung, dengan sumber radiasi 60 Co.1,29 μ ci. dapat dilihat pada Tabel 5.

Tabel 5. Hasil Pengukuran Pencacah Radiasi dengan Sumber Radiasi 60 Co.1,29 μ ci.

Sumber Radiasi 60 Co.1,29 μ ci dengan waktu cacah 1 detik		
Pengukuran	Pencacah yang dibuat	Pencacah yang ada di lab.
1	22	26
2	23	27
3	22	26
4	24	25
5	23	27

3.4. Pengujian pada Tanah Kering dan Tanah Basah.

a. Pengujian pada Tanah Kering.

Hasil pengukuran dengan pencacah pada tanah kering dengan kedalaman 10 cm sampai dengan 100 cm dapat dilihat pada Tabel 6.

Tabel 6. Data Hasil Pengukuran pada Tanah Kering.

Kedalam (cm)	Pencacahan / 1 detik
10	4
20	4
30	5
40	4
50	5
60	6
70	6
80	7
90	6
100	7

b. Pengujian pada Tanah Basah.

Hasil pengukuran dengan pencacah pada tanah basah dengan kedalaman 10 cm sampai dengan 100 cm dapat dilihat pada Tabel 7.

Tabel 7. Data Hasil Pengukuran pada Tanah Basah.

Kedalam (cm)	Pencacahan / 1 detik
10	4
20	3
30	4
40	3
50	4
60	3
70	3
80	3
90	3
100	3

4. Kesimpulan.

Dari hasil perancangan dan uji coba dapat diambil beberapa kesimpulan, yaitu:

- Uji coba 2 pencacah mikrokontroler AT89C51 dengan masukan generator pulsa pada frekuensi 1000 Hz dan 5000 Hz, hasilnya cukup stabil.
- Uji coba sistem komunikasi secara serial yang menggunakan kabel antara mikrokontroler AT89C51 dengan komputer IBM-PC, hasilnya tidak ada kesalahan.
- Sistem instrumentasi yang dirancang dan dibuat ini dilengkapi dengan kabel detektor GM yang dapat diatur panjang kabel tersebut, untuk mencacah radiasi nuklir didalam tanah.

5. Daftar Pustaka

1. Sudjadi, "Teori dan Aplikasi Mikrokontroler", Graha Ilmu, Yogyakarta, 2005.
2. Endra Pitowarno, "Mikroprosesor & Interfacing " C.V. Andi Offset, Yogyakarta, 2005.
3. Anonim, "MCS - 51, Microcontroller Family User's Manual", Intel Corp, 1984.

4. JOHN, W. P. "Principle of Radiation Detection, *Mc Graw Hill Inc*, 1986.
5. Rachmad Setiawan, "Mikrokontroler MCS-51", *Graha Ilmu*, Yogyakarta, 2006.
6. Suhata, ST, "VB Sebagai Pusat Kendali Peralatan Elektronik", *PT.Elex Media Komputindo*, Jakarta, 2005.

Perencanaan dan Realisasi Channel Filter pada Sistem Pemancar Frekuensi Modulasi untuk Komunikasi Bawah Air

Deni Permana dan Syamsu Ismail

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET) LIPI
Kampus LIPI Gd. 20 Lt. 4 Jl. Sangkuriang Bandung (40135) - INDONESIA
Telp. 022-2504661 Fax. 022-2504659
e-mail : denny@ppet.lipi.go.id

Abstract

A channel filter for passing of frequency outlet from part of the modulator at frequency modulation transmitter system to suppress undesirable noise was done. This circuit works at middle frequency of 36 kHz with bandwidth of 6 kHz. In this article, design and realization of a channel filter or a band pass filter (BPF) by using a passive method, and also by using a Butterworth approach has been carried out. At this passive method, a filter consisting only a component of an inductor and a capacitor with a resistor at an input and at an output side of the filter as a matching impedance. The filter is designed for narrowband application, where the cut-off frequency upper has to be smaller two of the cut-off frequency lower. This channel filter has been applied to at frequency modulation (FM) transmitter system for under water communications, with a good result.

Keywords: channel filter, passive filter, narrow band, resonance frequency, quality factor

Abstrak

Sebuah channel filter yang digunakan sebagai pelewat frekuensi keluar dari bagian modulator, pada sistem pemancar frekuensi modulasi yang bertujuan untuk menekan derau yang tidak diinginkan, melewati frekuensi dalam suatu pita tertentu, serta menolak semua frekuensi diluar pita tersebut telah dibuat. Rangkaian ini bekerja pada frekuensi tengah 36 kHz dengan lebar bidang frekuensi 6 kHz. Dalam tulisan ini dibahas mengenai perancangan dan realisasi dari pembuatan sebuah channel filter atau sebuah band pass filter (BPF) dengan menggunakan metoda pasif, dan juga dengan pendekatan Butterworth. Pada metoda pasif ini, filter hanya terdiri dari komponen inductor dan kapasitor dengan sebuah tahanan pada sisi masukan dan keluaran filter yang berfungsi sebagai penyesuai impedansi. Filter yang dibuat dirancang untuk lebar pita yang sempit, dimana perbandingan antara frekuensi cut-off atas dengan frekuensi cut-off bawah lebih kecil dari dua. Channel filter ini telah digunakan pada sistem pemancar frekuensi modulasi (FM) untuk komunikasi bawah air, dengan hasil yang baik.

Kata Kunci : channel filter, filter pasif, pita sempit, frekuensi resonan, faktor kualitas

1. Pendahuluan

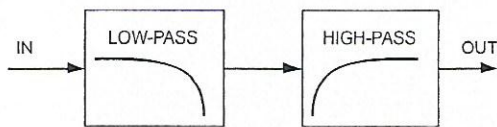
Dalam penelitian ini telah dirancang dan dibuat sebuah filter pelewat tengah (Band Pass Filter) yang digunakan untuk melewati frekuensi yang keluar dari sub-bagian modulator, sebelum masuk ke bagian penguat akhir dari sistem pemancar frekuensi modulasi untuk komunikasi bawah air. Spesifikasi dari filter yang dibuat dan dirancang dalam tulisan ini adalah :

- Frekuensi batas atas adalah 46 kHz
- Frekuensi batas bawah adalah 20 kHz
- -3dB cutoff atas adalah 37 kHz
- -3dB cutoff bawah adalah 29 kHz
- Frekuensi Centernya 33 kHz

- Lebar bidang (Bandwidth) adalah 8 kHz

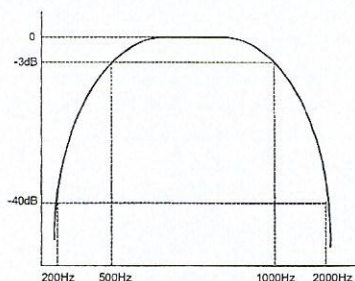
Untuk band pass filter terdapat dua kategori yang sering dijadikan dasar acuan dalam perencanaan, yaitu pita band sempit (narrow-band) serta pita band lebar (wide band). Jika perbandingan antara frekuensi cut-off atas dengan frekuensi cut-off bawah lebih besar atau sama dengan dua (dalam oktaf), maka filter band pass itu dikategorikan sebagai filter pita lebar.

Spesifikasi dari filter pita lebar sendiri, terdiri dari filter pelewat bawah (low pass filter) serta filter pelewat atas (high pass filter) yang digabungkan secara bertahap, sehingga tanggapan (response) dari filter pelewat tengah ini dapat dilihat pada gambar 1.



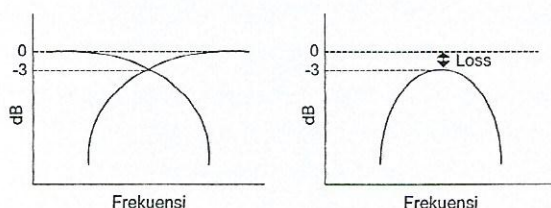
Gambar 1 : Low-Pass Filter dengan High-Pass Filter yang digabung secara bertahap [1]

Gambar 2. ini memperlihatkan contoh respon frekuensi dari suatu filter pelewat tengah dengan spesifikasi filter pelewat atas (HPF) 3 dB pada 500 Hz, minimum 40 dB pada 200 Hz serta filter pelewat bawah (LPF) 3 dB pada 1000 Hz, minimum 40 dB pada 2000 Hz.



Gambar 2 : Frekuensi Respon dari Gabungan antara LPF dengan HPF secara Bertahap pada Filter Pelewat Tengah Pita Lebar [1]

Sementara untuk filter pelewat tengah (BPF) pita sempit dapat ditentukan dengan persyaratan dimana perbandingan antara frekuensi cut-off atas dengan frekuensi cut-off bawah lebih kecil dari dua (dalam oktaf), maka filter band pass itu dikategorikan sebagai filter pita sempit, tetapi untuk perancangannya tidak bisa dirancang langsung dari dua buah filter pelewat bawah (low pass filter) serta filter pelewat atas (high pass filter) yang digabungkan secara bertahap, karena



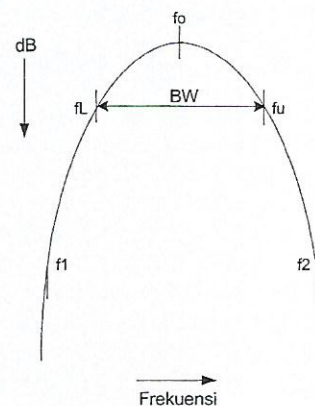
Gambar 3 : Frekuensi Respon dari Gabungan antara LPF dengan HPF secara Bertahap pada Filter Pelewat Tengah Pita Sempit [1]

adanya loss pada puncak atas frekuensi pada -3dB sehingga tanggapan (response) dari filter pelewat tengah pita sempit ini dapat dilihat pada gambar di bawah.

Jika kita menambahkan fungsi transfer $s + 1/s$ kedalam s dalam filter pelewat bawah pada filter pelewat tengah, maka frekuensi center terjadi pada 1 rad/s, dan tanggapan frekuensi filter pelewat bawah secara langsung berubah ke dalam luas bidang filter pelewat tengah pada titik redamannya.

2. Teori

Bentuk dari respon frekuensi untuk filter pelewat tengah diperlihatkan pada gambar 4. di bawah ini, dengan beberapa perhitungan dasar untuk mendesain sebuah filter pelewat tengah pita sempit.



Gambar 4 : Bentuk Umum dari Respon Frekuensi untuk Filter Pelewat Tengah Pita Lebar [1]

Factor kecuraman (A_s) dari sebuah filter pelewat tengah, dapat diketahui dengan melakukan perbandingan antara lebar bidang stopband serta lebar bidang passband.

$$A_s = \frac{\text{stopband bandwidth}}{\text{passband bandwidth}} \dots\dots\dots [1]$$

Untuk menghitung besarnya frekuensi center (f_0) dari sebuah filter pelewat tengah dengan memperhitungkan frekuensi redaman lebar bidang sebesar -3dB bandwidth adalah :

$$f_o = \sqrt{f_L \times f_u} \dots\dots\dots [2]$$

Dimana :

f_L = lebar bidang cutoff frekuensi bawah

f_u = lebar bidang cutoff frekuensi atas

Sementara untuk menghitung besarnya frekuensi center (f_o) dari sebuah filter pelewatt tengah dengan memperhitungkan frekuensi redaman batas sebesar -3dB limit adalah :

$$f_o = \sqrt{f_1 \times f_2} \dots\dots\dots [3]$$

Dimana :

f_1 = frekuensi batas bawah

f_2 = frekuensi batas atas

Untuk menentukan besarnya factor kualitas (Q_{bp}) pada sebuah filter pelewatt tengah pita sempit dapat dihitung dengan menggunakan persamaan :

$$Q_{bp} = \frac{f_o}{BW_{3dB}} \dots\dots\dots [4]$$

$$BW_{3dB} = f_u - f_L = f_c$$

Dimana :

BW_{3dB} = lebar bidang frekuensi -3dB

f_o = frekuensi center

Faktor FSF (Frequency Scaling Factor), adalah pergeseran suatu tanggapan frekuensi tertentu dalam suatu cakupan frekuensi, akan dipengaruhi oleh pembagian dari unsur-unsur reaktifnya. Faktor Scaling dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan :

$$FSF = \frac{\text{desired reference frequency}}{\text{existing reference frequency}} \dots\dots\dots [5]$$

$$FSF = 2\pi \times f_c$$

Dengan menentukan besarnya impedansi keluaran (Z_{out}), maka besarnya dari resistansi, kapasitansi serta induktansi dari suatu rangkaian filter pelewatt tengah, dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan :

$$R' = R \times Z$$

$$L' = \frac{L \times Z}{FSF}$$

$$C' = \frac{C}{FSF \times Z} \dots\dots\dots [6]$$

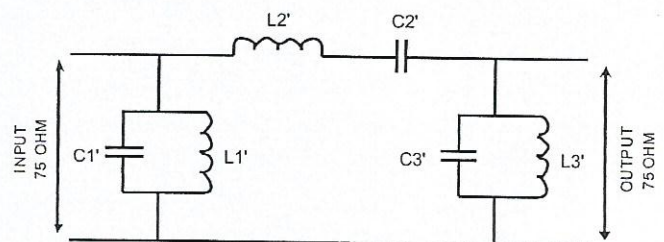
Untuk transformasi suatu filter pelewatt rendah ke dalam suatu filter pelewatt tengah, maka konfigurasi rangkaiannya ditunjukkan seperti pada tabel 5-2, bab 5 halaman 6 [1], sehingga besarnya harga dari induktansi dan kapasitansi hasil transformasi dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan :

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C}$$

$$C = \frac{1}{\omega_o^2 L} \dots\dots\dots [7]$$

3. Perencanaan Sistem

Dalam perencanaan dan pembuatan filter ini, akan ditentukan besaran nilai dari induktansi dan kapasitansi dari rangkaian yang akan dibuat, seperti gambar di bawah ini. Dengan mengacu kepada persamaan-persamaan yang telah dibahas diatas, maka besarnya nilai-nilai tersebut dapat diketahui.



Gambar 5 : Rangkaian Filter Pelewatt Tengah (BPF) dengan $n = 3$

Dengan mengacu kepada Gambar 4. diatas, dapat terlihat geometri dari filter yang akan dibuat dengan besaran untuk f_L adalah 29 kHz, f_u adalah 37 kHz serta f_c adalah 33 kHz, maka frekuensi center, f_1 dan f_2 dapat dihitung dengan menggunakan persamaan 2 serta persamaan 3 diatas.

$$f_o = \sqrt{29 \text{ kHz} \times 37 \text{ kHz}} = 32,76 \text{ kHz}$$

$$f_1 = 20 \text{ kHz} \Rightarrow f_2' = \frac{f_o^2}{f_1} = \frac{(32,76)^2}{20} \text{ kHz}$$

$$f_2' = 53,65 \text{ kHz}$$

$$f_2 = 46 \text{ kHz} \Rightarrow f_1' = \frac{f_o^2}{f_2} = \frac{(32,76)^2}{46} \text{ kHz}$$

$$f_1' = 23,33 \text{ kHz}$$

Untuk menentukan besarnya faktor kecuraman dari sebuah filter pelewat tengah ini, dapat dihitung dengan menggunakan persamaan 1, dimana harus ditentukan terlebih dahulu besarnya lebar bidang stopband serta lebar bidang passband-nya.

$$\text{stopband} = f_2 - f_1' = 46 \text{ kHz} - 23,33 \text{ kHz} \Rightarrow 22,67 \text{ kHz}$$

$$\text{passband} = f_H - f_L = 37 \text{ kHz} - 29 \text{ kHz} \Rightarrow 8 \text{ kHz}$$

$$As = \frac{22,67 \text{ kHz}}{8 \text{ kHz}} \Rightarrow 2,834$$

Dengan mengacu kepada Tabel 12-2, bab 12 halaman 2 [1] untuk besaran nilai dari elemen-elemen LC filter Butterworth, dengan $n = 3$ adalah :

n	R _L	C ₁	L ₂	C ₃	L ₄
3	1.0000	1.0000	2.0000	1.0000	-

Untuk impedansi keluaran sebesar 75 Ω , maka faktor scaling (FSF) serta besarnya nilai dari induktansi dan kapasitansi dari filter pelewat tengah ini dapat dihitung dengan persamaan 6 dan 7.

$$BW_{3dB} = f_H - f_L = 37 \text{ kHz} - 29 \text{ kHz} \Rightarrow 8 \text{ kHz}$$

$$BW_{3dB} = 8 \text{ kHz} = f_c$$

$$FSF = 2\pi \times 8 \text{ kHz} \Rightarrow 50265,5 \text{ rad/s}$$

$$\omega_o^2 = (2\pi \times f_o)^2 = (2\pi \times 32,76 \cdot 10^3)^2 \Rightarrow 4,236 \cdot 10^{10}$$

$$C_1' = \frac{C_1}{FSF \times Z} = \frac{1.0000}{50265,5 \times 75} \Rightarrow 0,2653 \mu F$$

$$C_3' \cong C_1'$$

$$L_2' = \frac{L_2 \times Z}{FSF} = \frac{2.0000 \times 75}{50265,5} \Rightarrow 2,984 \text{ mH}$$

Dari hasil perhitungan diatas, maka respon frekuensi yang diharapkan untuk sebuah filter pelewat tengah pita sempit ini adalah seperti gambar di bawah :

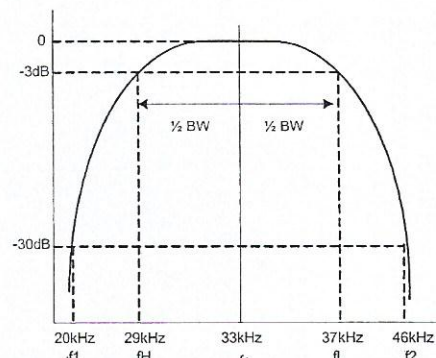
$$L_1' = \frac{1}{(\omega_o)^2 \times C_1'} = \frac{1}{(4,236 \cdot 10^{10}) \times 0,2653 \cdot 10^{-6}}$$

$$L_1' \Rightarrow 88,982 \mu H$$

$$L_1' \cong L_3'$$

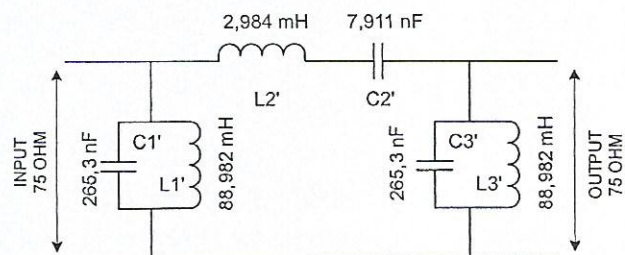
$$C_2' = \frac{1}{(\omega_o)^2 \times L_2'} = \frac{1}{(4,236 \cdot 10^{10}) \times 2,984 \cdot 10^{-3}}$$

$$C_2' \Rightarrow 7,911 \text{ nF}$$



Gambar 6. Respon Frekuensi untuk Filter Pelewat Tengah Pita Lebar dengan BW 8 kHz

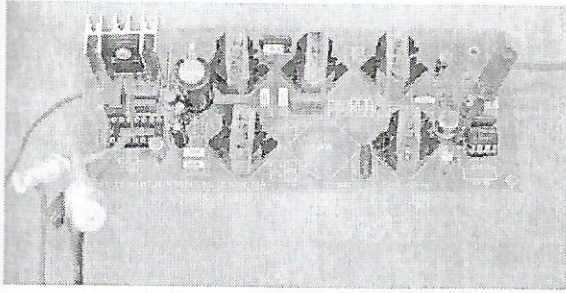
Di bawah ini diperlihatkan rangkaian lengkap dari sebuah filter pelewat tengah dengan $n = 3$, frekuensi cut-off bawah 29 kHz, frekuensi cut-off atas 37 kHz, dengan lebar bidang frekuensi 8 kHz.



Gambar 7 : Rangkaian Lengkap Filter Pelewat Tengah (BPF) dengan $n = 3$

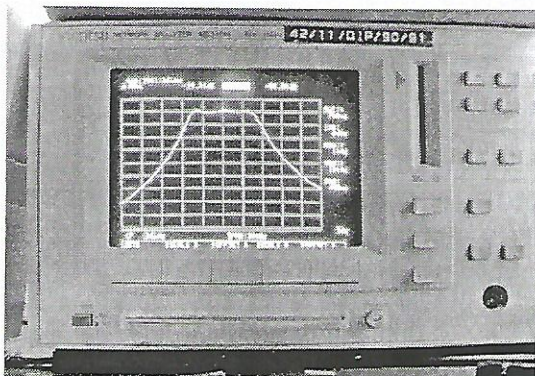
4. Implementasi dan Karakterisasi

Pada tahap implementasi filter pelewat tengah ini, semua nilai-nilai kapasitif dan induktif dibuat mendekati nilai-nilai hasil perhitungan pada tahap perencanaan. Untuk mendapatkan nilai kapasitif yang mendekati hasil perhitungan, maka cara yang paling mudah dengan membuat konfigurasi seri-paralel dari beberapa buah kapasitor.



Gambar 8 : Realisasi dari Rangkaian Filter Pelewat Tengah (BPF) yang Digabungkan dengan Rangkaian Balance Modulator

Pada tahap karakterisasi rangkaian filter pelewat tengah ini, peralatan ukur yang dipergunakan adalah Network Analyzer merek Anritsu type MS3401A dengan range frekuensi 10 Hz sampai 30 MHz. Di bawah ini diperlihatkan hasil pengukuran dari dari sebuah rangkaian filter pelewat tengah (BPF).



Gambar 9 : Hasil Pengukuran Respon Frekuensi untuk Filter Pelewat Tengah Pita Lebar dengan BW 8 kHz

5. Kesimpulan dan Saran

Dari hasil perhitungan dan pengukuran dapat disimpulkan bahwa filter pelewat tengah (BPF) telah dapat dipergunakan sesuai dengan spesifikasi yang telah ditentukan. Selain itu juga filter ini telah dipakai pada sistem pemancar Frekuensi Modulasi (FM) untuk komunikasi bawah air dengan hasil yang baik.

Ucapan Terima Kasih

Terima kasih disampaikan pada Program Insentif DIKTI-LIPI tahun 2009 yang telah memberikan dana untuk melakukan penelitian ini, Disalsa Elektronik serta Elkomtel Elektronik, yang telah memberikan fasilitas Laboratorium Terapung kepada penulis untuk melakukan pengukuran, demikian juga pada rekan-rekan peneliti serta teknisi yang telah memberikan bantuan kepada penulis berupa saran serta bantuan pengukuran sampai semua ini dapat terlaksana dengan baik.

6. Daftar Pustaka

1. Arthur B. Williams, "Electronic Filter Design Handbook", McGraw-Hill Book Company, New York, 1981.
2. Deni Permana, "Log Book", Buku Catatan Harian Teknis Kegiatan Penelitian, Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia, 2009
3. Ismail Syamsu, "Log Book", Buku Catatan Harian Teknis Kegiatan Penelitian, Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia, 2009
4. Deni Permana, "Catatan Kuliah", Perencanaan Sistem Radio serta Rangkaian Filter Pasif, 1993.

Perancangan Pengendali Motor Searah menggunakan Jembatan-H dan Microcontroller MCS-51 untuk mengendalikan sistem gerak

Hari Satriyo Basuki

Research Center for Informatic
Control and Automation Division
Jl. Cisit 21/154D Bandung 40135 Indonesia
e-mail : harisb1@yahoo.com

Abstract

In a motion system there are many gear. There are a differential gear or a worm gear to change the movement direction and the most important thing is the controller to control the speed and the torque. Using the DC Motor that controlled by electronic is normally used in many moving equipment such as robot, industrial process, industrial automation and others.. In this paper will be discussed about how to control the DC Motor using H-Bridge and Microcontroller MCS-51 family and the differential gear to change the rotation direction.

H-bridge is a very common circuit used in the DC motor controller. But sometimes to start the motor as smooth as possible we add microcontroller to generate the Pulse Width Modulation signal that will replace the signal in the both input of the H-Bridge. We can change the width of the pulse to change the motor rotation direction and to maintain the torque stable.

Keywords : DC Motor Controller, H-Bridge, MCS-51 Microcontroller Families

Abstrak

Dalam suatu system gerakan banyak sekali digunakan gir atau per gigan. Ada gir diferensial atau gigi cacing yang merubah arah dari gerakan dan yang paling penting adalah pengendali yang mengendalikan kecepatan dan torsi. Menggunakan Motor arus searah yang dikendalikan secara elektronik umumnya dipergunakan pada peralatan yang memerlukan gerakan seperti robot, proses industri, otomasi industri, dan lainnya. Dalam makalah ini akan dibicarakan mengenai bagaimana mengendalikan Motor arus searah menggunakan system Jembatan H ditambah Microcontroller keluarga MCS-51 dan gir diferensial untuk merubah arah putaran..

Jembatan H merupakan rangkaian elektronika yang sangat umum Akan tetapi bilamana diperlukan gerakan awal yang sehalus mungkin pada umumnya ditambahkan sebuah rangkaian microcontroller yang akan membangkitkan sinyal Pemodulasi Lebar Pulsa untuk menggantikan pulsa yang diberikan ke kedua masukan Jembatan H. Kita dapat merubah lebar pulsa untuk merubah putaran motor searah jarum jam atau berlawanan arah putaran jarum jam dan menjaga torsi tetap stabil.

Kata Kunci : Pengendali Motor DC, Jembatan H, Keluarga Microcontroller MCS-51

1. Pendahuluan

Banyak sekali metode atau cara untuk mengendalikan Motor DC dan gerakan yang dikendalikannya antara lain menggunakan tahanan seri didepan motor tersebut dan cara-cara lainnya. Penambahan tahanan seri hanya dapat dilakukan pada motor DC berdaya rendah. Untuk motor DC berdaya besar tidak mungkin menggunakan tahanan yang sangat besar.

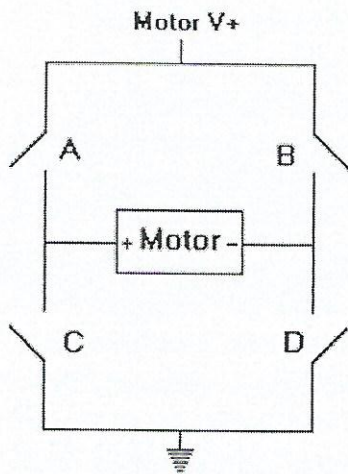
Cara lainnya adalah dengan menggunakan rangkaian elektronika yang biasa disebut Jembatan H atau H-Bridge yang dapat mengatur motor DC dalam berbagai daya akan tetapi juga dapat sekaligus mengatur arah putaran motor DC

tersebut.

Jika hanya menggunakan rangkaian jembatan H akan menyebabkan awal gerakan motor tidak halus dan juga putaran tidak dapat diatur. Agar awal gerakannya halus dan putarannya dapat diatur dari pelan sampai maximumnya maka di masukan Jembatan H dikendalikan tidak dengan hanya sinyal rendah (low) dan tinggi (high) saja tetapi juga dimodulasikan sinyal pulsa yang lebarnya dapat diatur (Pulse Width Modulation). Dengan cara mengatur lebarnya pulsa maka putaran motor dapat diawali dengan sehalus mungkin dan yang terpenting dengan torsi yang tetap tidak berubah.

Jembatan H (H-Bridge)

Adalah sangat berguna untuk dapat memutar motor DC searah jarum jam dan kebalikan arah jarum jam. Hal ini dapat dilaksanakan dengan membalikkan polaritas tegangan masuk motor yang dapat dilaksanakan dengan menggunakan relay atau switch. Dengan keterbatasan kemampuan kontak relay dan operator maka untuk otomatisasi pembalikan motor DC dilaksanakan dengan rangkaian Jembatan H atau H-Bridge. Secara sederhana dapat digambarkan seperti dibawah ini :



Gambar 1 : Gambar mekanik untuk switch Jembatan H

Sesuai dengan bentuknya dikenal dengan sebutan Jembatan H dimana bila kutub positif Motor diberi tegangan positif dan kutub negatif dihubungkan ke tegangan negatif dari sumber tegangan maka Motor akan bergerak misalnya dikatakan arah maju atau kekanan. Akan tetapi bila dibalik sambungannya maka motor akan berputar kebalikannya yaitu kearah mundur atau ke kiri.

Kita lihat gambar diatas, bila switch A dan D ditutup maka motor akan bergerak kekanan dan bila sebaliknya switch B dan C ditutup maka Motor akan berputar kearah sebaliknya.. Dari table dibawah ini terlihat bagaimana kita dapat memperlakukan sebuah motor DC dimana tanda 1 berarti ditutup dan 0 berarti dibuka.

Tabel 1 : Kombinasi hubungan switch

A	B	C	D	Keadaan Motor	A	B	C	D	Keadaan Motor
0	0	0	0	Tidak jalan	1	0	0	0	Tidak jalan
0	0	0	1	Tidak jalan	1	0	0	1	Maju
0	0	1	0	Tidak jalan	1	0	1	0	Hubung Singkat
0	0	1	1	Rem	1	0	1	1	Hubung Singkat
0	1	0	0	Tidak jalan	1	1	0	0	Rem
0	1	0	1	Hubung Singkat	1	1	0	1	Hubung Singkat
0	1	1	0	Mundur	1	1	1	0	Hubung Singkat
0	1	1	1	Hubung Singkat	1	1	1	1	Hubung Singkat

Untuk yang selain hubung singkat yang dapat digunakan dan yang tidak membahayakan Motor yaitu pasangan kombinasi untuk Motor berputar Maju dan Mundur, berhenti dan salah satu dari rem. . Switch mekanik diatas akan digantikan dengan komponen elektronika yang untuk motor daya kecil menggunakan transistor dan untuk daya besar menggunakan MOSFET.

Microcontroller MCS-51 Family

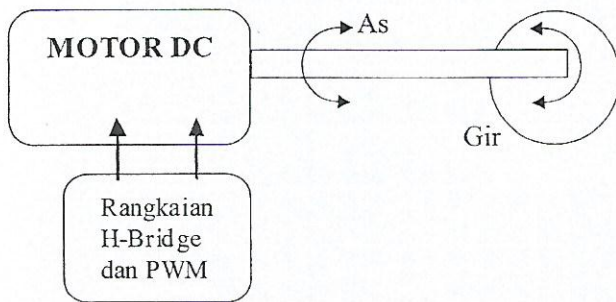
Mikrokontroler Atmel AT89C51 mempunyai kelengkapan sebagai berikut:

- Kompatibel dengan mikrokontroler standard MCS51;
- 4 Kbyte Down-loadable Flash memori;
- 3 Level program memori lock;
- 128 x 8 bit RAM internal;
- 32 bit I/O yang dapat dipakai semua;
- 2 buah timer/counter 16 bit;
- 6 sumber interupsi;
- Serial interface;
- Frekuensi kerja 0 sampai 24 MHz;
- Tegangan operasi 2,7 V sampai 6 V;
- dan lain-lain.

2. Metodologi

Secara blok diagram untuk mengendalikan suatu gerakan dengan menggunakan motor terdiri

atas rangkaian jembatan-H ditambah PWM menggunakan microcontroller, Motor DC dan gir (diferensial, cacing atau rantai) yang dapat digambarkan seperti dibawah ini.



Gambar 2 : Blok diagram penggerak motor terkendali

Rangkaian Jembatan-H dan PWM berbasis Mikrokontroler akan mencatu Motor dengan sinyal Pulse Width Modulation dan Motor akan berputar sesuai dengan aturan Jembatan H. Arah putaran dapat disesuaikan dengan keinginan dan gerakan berputar ini disambungkan dengan gir yang akan merubah gerakan tadi menjadi gerakan yang kita inginkan seperti mengerakkan roda, memompa, menggerakkan wiper atau bahkan robot dan lain sebagainya,

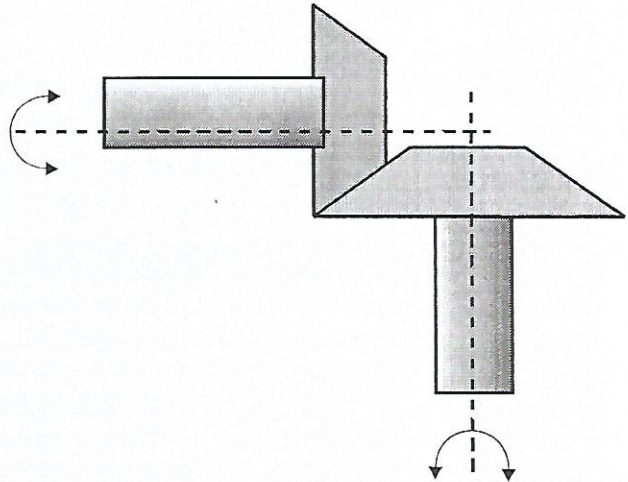
3. Gigi Diferensial dan Gigi Cacing

Gigi pada umumnya dipergunakan untuk merubah arah putaran, menambah torsi kekuatan dari motor dan merubah kecepatan putaran. Ada beberapa tipe gigi diferensial yaitu :

1. 2 gigi
2. 3 gigi
3. 4 gigi

Yang pasti selalu ada as yang tersambung ke penggerak, bisa motor bisa mesin yang selalu berputar dan putarannya dapat diatur kekanan atau kekiri. Untuk yang tidak memerlukan pemindahan daya punter yang kuat maka cukup dengan menggunakan 2 gigi saja, Untuk yang memerlukan daya sedang menggunakan 3 gigi dimana ada as yang tidak lurus dari as yang tersambung ke penggerak dan pada umumnya

disambung ke sesuatu yang digerakkan seperti roda atau lainnya. Bila ada sesuatu yang sesumbu dengan penggerak dan perlu daya besar maka dipakai gigi diferensial dengan 4 gigi seperti gambar dibawah ini.

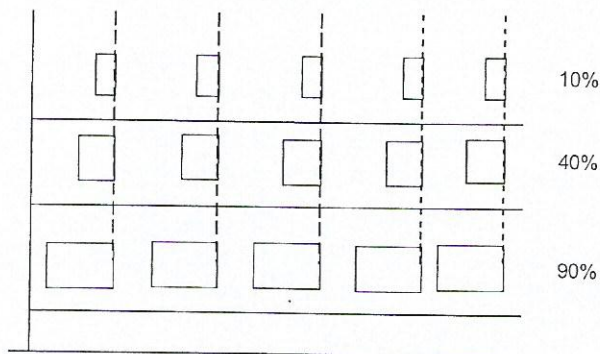


Gambar 3 : Gigi diferensial 2 gigi dan 4 gigi

Untuk memindahkan arah gerakan misalkan dari berputar menjadi naik turun dengan sudut 90 derajat dipakailah sistim gigi cacing. Ada satu gigi yang sebagai utamanya yang bergerak dan dihubungkan ke penggerak dimana dibagian lainnya ada gigi yang berupa ulir. Gigi ulir ini akan menggerakkan cakram yang bergigi dipinggirnya yang geriginya tepat dengan gigi yang disebut diatas. Bila gigi sumbu bergerak maka cakram juga akan bergerak.

4. Pengukuran

Dasar dari PWM adalah pulsa persegi yang lebarnya di rubah sesuai dengan kebutuhan dalam mengendalikan suatu rangkaian untuk mengendalikan motor dimana diperlukan dayanya tetap walau dengan putaran yang berbeda. Bil sinyal persegi ini dimodulasikan maka akan menyebabkan perubahan frekwensi (siklus clock) dan siklus kerja dari sinyal. Untuk amplitudonya dijaga tetap hanya saat awal dan bila ada sesuatu sebab terkadang dinaikkan. Untuk frekwensi diukur dalam Hz sedangkan siklus kerja diukur dalam seratus persen.



Gambar 4 : Sinyal PWM

Ketiga sinyal diatas bergetar sesuai dengan getaran mereka. Mereka mempunyai frekuensi (t_1) yang sama akan tetapi mereka mempunyai status positif (t_2) yang berbeda, Siklus kerja ditentukan oleh persentase dari status positif dibandingkan dengan periode dari sinyal.

$$\text{Period (T)} = \frac{1}{\text{Frequency (F)}}$$

Bila siklus kerjanya 10 persen berarti keadaan status positifnya dijaga tetapi 10 persen dari periode sinyal. Anggap saja sinyal diatas mempunyai frekwensi 1000 Hz, berarti periodenya $1/1000 = T = 0.001$ detik atau $T = 1$ milidetik, Sinyal pertama mempunyai 10% siklus kerja sehingga selama a periode kerja penuh akan dijaga posisti hanya 10% dari seluruh periode.

$$t_2 = \frac{10 \times T}{100}$$

Sekarang dihitung t_2 nya dimana dari rumus diatas diperoleh $t_2 = 0.1$ milidetik. Pada contoh pertama ini status positif dijaga pada 0.1 milidetik.

Dengan demikian dapat ditentukan untuk berbagai macam t_2 atau status positif dari sinyal. Signal 2, 40%: $t_2 = 40 \times 1\text{mSec} / 100 = 0.4$ milidetik

Signal 3, 90%: $t_2 = 90 \times 1\text{mSec} / 100 = 0.9$ milidetik

Salah satu penggunaan PWM adalah untuk mengendalikan tegangan yang akan diberikan ke beban. Beban tersebut dapat lampu yang disebut

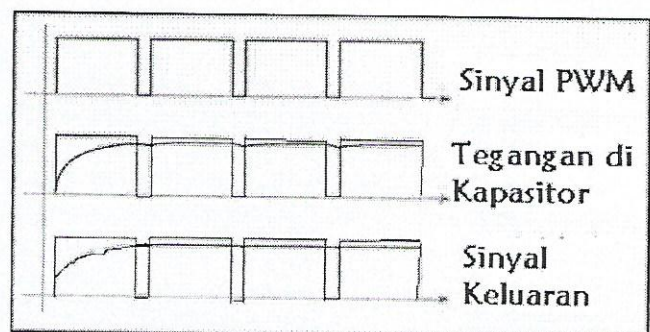
Dimmer Lampu, untuk mengendalikan kecepatan Motor dengan torsi tetap disebut pengendali motor seperti yang banyak dipakaipada robot dan mainan anak dan lain sebagainya.

Sebuah sinnyal PWM dengan siklus kerja 100% akan memberikan tegangan daya 100% juga Akan tetapi dengan merubah siklus kerja maka akan mengurangi daya yang diberikan ke beban.

Setiap saat daya total yang diberikan ke beban adalah status positif dari sinyal PWM. Dan karena sinyalnya berbentuk sinyal persegi maka daya yang diberikan setiap saat dapat dihitung dengan rumus.

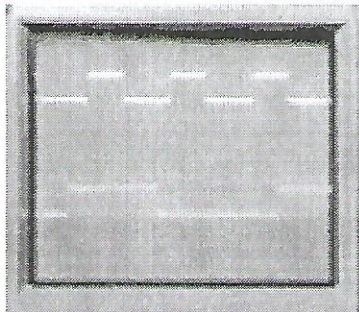
$$P_{\text{diberikan ke beban}} = P_{\text{catu daya}} \times \text{siklus kerja}$$

Bila frekwensi kerjanya dibuat tinggi dan keluaran pembangkit PWM dihubungkan ke rangkaian kapasitor sebagai beban dan filter maka akan terlihat dari pengukuran bahwa tegangan keluaran akan berbeda antara siklus kerja 10% dengan bila siklus kerja 90%. Gambar dibawah dapat dilihat denga jelas perbedaan antara siklus kerja pada 10% dengan siklus kerja pada 90% dimana semuanya dikendalikan dengan merubah lebar pulsa dari PWM.

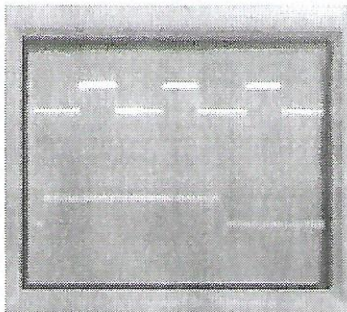


Gambar 5 : Sinyal keluaran di kapasitor/filter

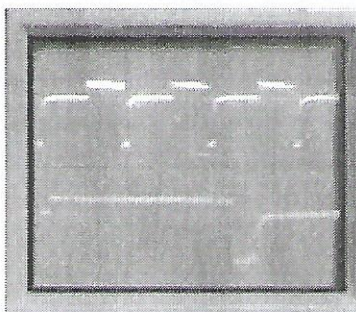
Beberapa hasil pengukuran untuk berbagai beban dapat dilihat dibawah ini.



(a)



(b)

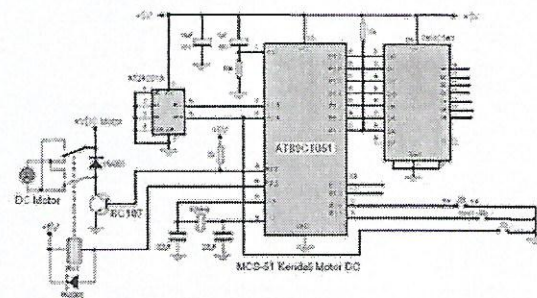


(c)

Gambar 6 : tampilan sinyal di beban
a) Beban Resistor b) Beban Induktor
c) Beban Motor

Untuk rangkaian Mikrokontrollernya digunakan AT89C51 dengan pembangkit pulsa menggunakan IC Timer NE555 dimana keluaran rangkaian keseluruhan dihubungkan ke switch pada Jembatan H diatas. Bila Miktokontroller diprogram dan dibuat pengendalinya menggunakan switch dimana switch tersebut

dapat berupa keypads atau joystick maka dapat mengendalikan motor dan gerakan sesuai dengan kebutuhan. Dan dapat dilengkapi pula dengan switch yang akan digunakan untuk menampilkan kecepatan jalan atau Bergeraknya system dimana motor dan pengendalinya dipakai.



Gambar 7 : Rangkaian PWM dan Jembatan H

5. Kesimpulan

Dapat ditarik kesimpulan sebagai berikut :

1. Untuk mengendalikan motor dapat digunakan rangkain Jembatan H
2. Untuk memperhalus gerakan awal dapat digabungkan dengan Mikrokontroller keluarga ATMEL AT89C51 sebagai pembangkit sinyal PWM
3. Motor yang sudah terkenadli dengan PWM dapat dipergunakan untuk berbagai keperluan baik industri maupun peralatan main anak anak dan robot
4. Gerakan motor dapat menggerakan alat lain dengan menggunakan alat Bantu pergigian, belt dan rantai
5. Pergigian yang banyak dipakai adalah gigi diferensial dan gigi cacing.

6. Daftar Pustaka

1. Smart Peripheral Controller (SPC) DC Motor, buku pegangan pemilik
2. PWM Theory and Practice, PCB Heaven, Electronic Workbench
3. DC Motor Controller, cuoduo electronic company

Design and Fabrications of Amperometric Nitrate Sensor Based on Thick Film Technology

Robeth V. Manurung and Hiskia

Research Center For Electronics and Telecommunication Indonesian Institute of Sciences

Jl. Cisit No.21/154 D, Bandung, Jawa Barat, Indonesia

Email: robeth@ppet.lipi.go.id; hiskia@ppet.lipi.go.id

Abstrak

Nitrat merupakan salah satu unsur hara utama yang sangat diperlukan dan berperan besar dalam pertanian. Ketersediaan nitrat didalam tanah untuk pertanian juga terbatas karena sifatnya yang mudah untuk tergerus oleh air hujan sehingga proses penambahan melalui pemberian pupuk yang berlebih dapat menyebabkan pencemaran air tanah, disamping itu terjadi inefisiensi dalam pertanian jika pemberian pupuk dilakukan seragam tanpa dilakukan analisa kondisi lahan terlebih dahulu. Oleh sebab itu untuk menjawab masalah di atas, dibutuhkan sistem sensor untuk mengukur kandungan unsur nitrat didalam tanah. Dalam tulisan ini dijelaskan proses desain dan pembuatan sensor ion nitrat yang akan diaplikasikan pada lahan pertanian. Divais sensor ion nitrat ini menggunakan prinsip amperometrik dengan konfigurasi tiga elektroda: *working*, *reference* dan *auxiliary* dengan membran sensitif yang digunakan adalah konduktif polimer. Teknik *screen printing (thick film)* dipilih sebagai teknik fabrikasi elektroda sedangkan teknik deposisi membran menggunakan metoda elektro-polimerisasi. Pengujian kinerja divais sensor dilakukan dengan menguji kemampuan sensor dalam mengukur larutan nitrat standar dengan rentang konsentrasi 1 μM 1 mM. Pengujian pendahuluan memperlihatkan respon yang baik dengan rentang arus yang dihasilkan dari 2,8 4,71 μA dengan faktor linieritas 99,65% dan waktu tanggap 250 second.

Kata kunci : *sensor ion, nitrat, amperometrik, elektropolimerisasi, polimer konduktif.*

Abstract

Nitrate is one of macro nutrients which is very important and has a biggest role for agriculture. The availability of nitrate in soil is limited because it is very easy to leaching by water or rain, therefore nitrate could be contaminated ground water by over-process of fertilizer. This process could also produce inefficiency in agriculture if it happened continuously without pre-analysis of farm field. To answer those problems, it is need to develop an ion sensor to measure concentrations of nitrat in soil. In this paper, it is explained design and fabrications of nitrate ion sensor which will be applied for agriculture. The nitrate ion sensor device has been use amperometric with three electrodes configuration: *working*, *reference* and *auxiliary*; the ion sensitive membrane has use conductive polymer. The screen printing technique (*thick film technology*) has been choosen to fabricate electrodes and deposition technique for ion sensitive membrane is electropolymerization. The characterization of sensor has been conducted using nitrate standard solution with range of concentration between 1 μM 1 mM. The preminilary test and characterization has shown that sensor has a good response with current output between 2.8 4.71 μA , linearity factor is 99.65% and time response 250 second.

Keywords: *ion sensor, nitrate, amperometric, electropolymerization, conductive polymer.*

1. Introduction

Precision Farming is a concept of modern management farming. It has a goal to control the input and process of crop management for optimum production, sustainable and increase benefit.

The various management is a key in precision farming. It is different with conventional farming which has uniform or homogeny approach, the precision farming has apply various management for each block of field to gain the optimum production.

Blackmoore has stated that precision farming has four factors which is tied each other, there are: 1) reduced input, 2) improved control, 3) improved efficiency and 4) information management system^[3]. Sensor technology is one of technology which is support precision farming. The type of sensors which has applied is to measure and monitoring of soil, climate, and the environment. The type of sensors which has applied for precision farming is temperature, pH, and moisture of soil. The sensors for detecting macro nutrients such as nitrogen, phosphor and potassium still have a potential area for development.

This paper will described about design and fabrications of ion nitrate sensor based on thick film technology. The sensor use conductive polymer poly pyrrole as sensitive element. The fabrication of signal conditioning circuit has been also explained.

I.1 The Ion Sensor

The definition of ion sensor according to IUPAC is, *"a device that transforms chemical information, ranging from the concentration of a specific sample component to total composition analysis, into an analytically useful signal"*. The main components of ion sensor are electrodes, supporting electrolyte and ion sensitive membrane.

There are two types principal of ion sensor namely potentiometric and amperometric. The potentiometric ion sensor is the common type of ion sensor which has been used in any kind applications such as ion selective electrode^[7]. The ion selective electrode (ISE) has several applications such as pH meter, ISFET and MOSFET. The amperometric ion sensor is measure a current which pass among the electrode because chemically ionic reaction. The amount of current is equal to the amount of ion concentration. The current could be expressed by Nernst law as follow,

Where,

i = current (A)

n = number of electron

F = Faraday constant (96465 C/mol)

D = Diffusion coefficient (m²/s)

T = Time (s)

Mostly, amperometric ion sensor has used three electrodes configuration: working, reference and auxiliary electrode.

I.2 Thick Film Technology

Thick film technology is a branch of microelectronic fabrications. Thick film technology has applied screen printing technique to fabricate the components. Since 1960, thick film technology has been used to miniaturize electronic circuits into a substrate chip. It is because the ability of this technology to produce a fine line. Thick film technology has been used widely in hybrid components industry and applied into several areas such as automotive, telecommunication, medical and for development of sensor and actuators. The main materials which has used for this technology are substrate and thick film paste. The substrate is a supporting media for thick film components to be implemented. The thick film paste is a material to make printing just like ink. Through this material, several hybrid components have been building. The process of thick film technology have several steps such as: screen masking, printing, drying, firing, trimming and several additional processes (lead frame and encapsulation^[8]).

I.3 Conductive Polymer

The polymer usually is isolator but several type of organic polymer has semiconductor characteristic. It could be functionized as conductor while the band gap has decrease by doping process. There are several basic structure of conductive polymer, it shows in Figure 1^[9].

It is possible to construct the conductive polymer with wide properties range such as

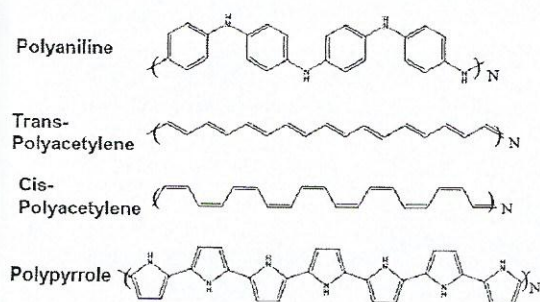


Figure 1 : Basic structured of conductive polymer.

chemical and electrical properties. The chemical properties could be manipulated to produce a material which is able to sense simple anion or to transformed it into ion active. The electric properties also could manipulate to produce materials which have different range of conductivity. It could be arranged by decreased band gap through doping process of removing or addition charge at polymer chain. The process of chemical or electro-chemical could be possible to make this happen. The electro chemical technique to synthesize conductive polymer is known as electro-polymerization. This process has involved an electric current as electron flows enable to synthesize conductive polymer through ions doping process into polymer backbone chain. The amount of current could influence the thickness of conductive polymer layer which has produced.

$$L = \frac{(\mu + \chi^+ \chi^-) * q}{(2 + \chi) * F * \delta}$$

Where,

L = thickness of conductive polymer

μ = molecular weight of monomer

X = doping level ~0.25

X^- = molecular weight of ion

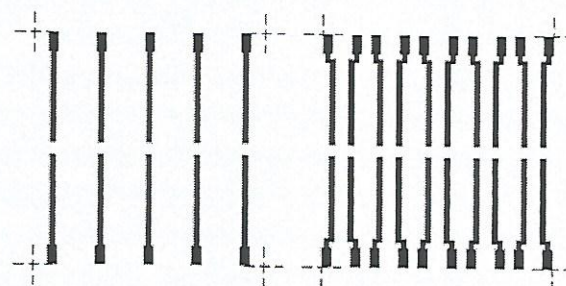
q = current density * time

2. Design and Fabrication

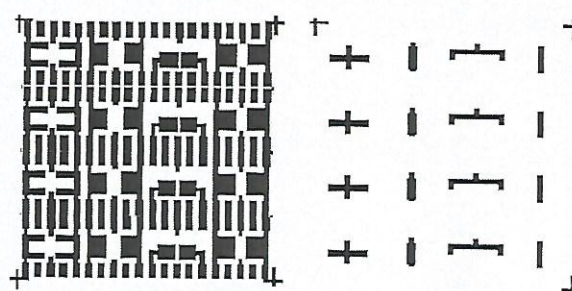
2.1 Design of Electrode's Layout

There are two types of design layout of electrodes: type A and type B. The design of electrode's layout of the sensor has been created based on the specifications of sensor: three

electrodes configuration (working, reference and auxiliary). The dimension of electrodes for type A: $20 \text{ mm}^2 = 0.2 \text{ cm}^2$. The dimension of electrode has been chosen according to the maximum ability of screen printer to create a layout, and also the minimum distance between electrode has been designed to eliminate potential loss because resistance of solution which has been measured. When the design has been made, then the next step is photolithography process to transfer the patterns design into the positive film. This film will be use as a pattern to make screen mask. The layout editor software has been used to draw the layout and dimension of electrode of sensor.



(a)



(b)

Figure 2 : (a) The layout of type A;
(b) The layout of type B.

2.2 The Fabrication of Sensor's Electrode

The result of sensor's layout design is positive film. After that, the film could be used to produce a masker for thick film technology process through photolithography. The screen will be used as a pattern to construct sensor's electrode.

2.3 Fabrications of Conductive Polymer Membrane

In this research, electro-polymerizations technique has been choosed to deposited conductive polymer membrane on the nitrate ion sensor. The technique has applied a constant *electrical current flows into the surface of working electrode* which has beend made by gold paste. During the process, the working electrode has immersed into electrolyte solution which consist of 1 M of pyrrole and 0.1 M of sodium nitrate. The ion doping source has been given by sodium nitrate which was diluted into aqueous solution. During the process of electro-polymerizations, the solutions has been purging by high purity nitrogen. It has purpose to eliminate oxygen which could make chemical rate reaction slowly. The purging with nitorgen gas is also to stirred the solutions, therefore pyrrole in aqueous solution could be diluted and mixed perfectly. The amout of current density which has been given during the electro-polymerization is, 529 mA cm^{-2} and time of deposition has a range from 10 to 20 minutes. The electro-polymerizations process is shown at Figure 4 below.

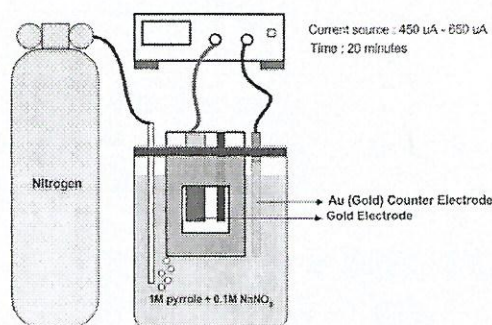


Figure 3 : The deposition process of conductive polymer mebrane.

3. Result and Testing

3.1 Fabrications Result of Nitrate Ion Sensor

There are two type of prototype as result of fabrications nitrate ion sensor. The sensor A has current density $3,529 \text{ mA cm}^{-2}$ and time deposition

for 20 minutes. Here is the prototype nitrate ion sensor.

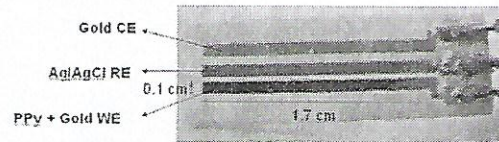


Figure 4. The prototype of nitrate ion sensor.

3.2 The testing of Reference Electrode

The goal for this testing is to evaluate the stability factor of the reference electrode prototype to supply constant potential to working electrode. The stability potential which supplied by reference electrode is very important for the sensor to measure a current at working electrode. The testing of reference electrode has been conducted by potentiometry technique. The reference electrode Ag|AgCl has been compared with commercial product from WTH Technische Werkstätten GmbH. Both of reference electrode has immersed into 0.1 M KCL electrolyte solution.

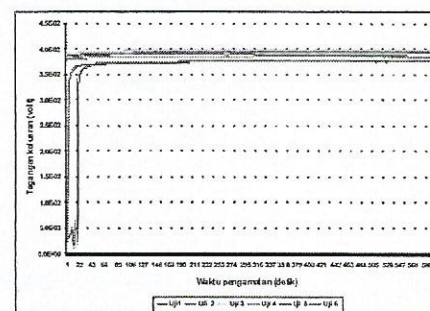


Figure 5 : The signal response of reference electrode testing.

The result of reference electrode Ag|AgCl testing has shown that the potential's difference is $0.039 \pm 0,09\% \text{ V}$. This means that the reference electrode Ag|AgCl has a good potential stability due to reference electrode commercial product. The deviation which has occurred is nearly zero. Therefore, we could conclude that the prototype of reference electrode Ag|AgCl has a good response. This prototype could be used as reference electrode for nitrate ion sensor.

3.3 The Testing of Nitrate Ion Sensor

The testing of nitrate ion sensor has been conducted by measuring nitrate standard solution with concentration's range from 10^{-6} 10^{-3} M. The set up of testing could be showed at Figure 9.

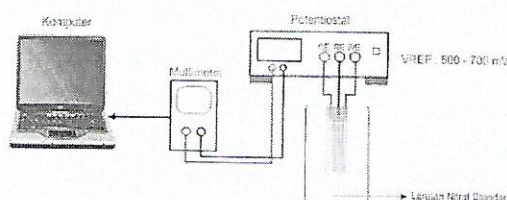


Figure 6 : The Testing Set Up of Nitrate Ion Sensor.

The prototypes of nitrate ion sensor have been evaluated and test for the performance by applying testing set up above. Both of the prototypes have their own characteristic. Here is the result for testing and measurement performance of nitrate ion sensor.

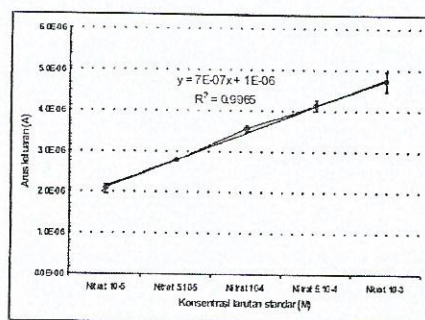


Figure 7 : Current output response of sensor A.

The result for testing of sensor A has calibration curve at above and also linearity factor $R^2 = 99.65\%$ with slope $Y = 7.10^{-7}X + 1.10^{-6}$, and also the detection limit that has been reached by the sensor is 10^{-5} M.

4. Conclusion

1. The design and development nitrate ion sensor for precision farming has been carried out. There are three main specifications of sensor which has been fabricated.
 - The sensor has been used amperometric

three configuration electrodes and using thick film technology for the fabrications method;

- The working and auxiliary electrode has been fabricated using thick film gold paste and Ag|AgCl for reference electrode.
 - The ion sensitive membrane which has been implemented in the sensor was used conductive polymer poly pyrrole. It has been deposited by electro-polymerization technique.
2. The testing and characterization has been conducted to the prototypes of nitrate ion sensor. It shows that sensor A has good response and has linearity factor $R^2 = 99\%$; the range of deviations: 4 23 % and limit detection: 10^{-5} M due to nitrate standard solution.

5. References

1. Arnon, D.I. and P.R. Stout. (1939), "The essentiality of certain elements in minute quantity for plants with special reference to copper". *Plant Physiol.* 14:371375.
2. Bendikov, T.A, Harmon, T.C., (2004), A sensitive nitrat ion selective electrode from a pencil lead, *Journal of Chemical Education*.
3. Blackmore B.S., Wheeler P.N. & Morris R.M., (1994), *The role of Precision Farming in sustainable agriculture; A European perspective*, Proceedings of the 2nd International Conference on Site-Specific Management for Agricultural Systems, Minneapolis, USA.
4. Bard, A.J; Faulkner, L.R. (1980). *Electrochemical Methods Fundamental and Applications*. John Wiley and Son, New York, 718p.
5. Fennelon, A, Breslin, C.B, (2003), The electropolymerization of pyrrole at a CuNi electrode:corrosion protection properties, *Corrosion Science*, 45, 12, Elsevier Ltd, 2837-2850p.

6. Gosser, D.K. (1993), *Cyclic Voltammetry Simulation And Analysis Of Reaction Mechanism*. VCH Publisher Inc., 154 p.
7. Grundler, P. (2007), *Chemical Sensor: An introduction for Scientist and Engineers*. Springer Berlin Heidelberg New York. ISBN: 978-3-540-45742-8.
8. Haskard, M., (1988), *Thick Film Hybrids*, Prentice Hall, ISBN: 0 728 1149 X
9. Inzelt, G, (2008), *Conducting Polymers: A new era in electrochemistry*. Springer-Verlag, ISBN: 978-3-540-75929-4
10. Killian, J.G., Coffey, B.M, Gao, F, Searson, P.C, (1996), Polypyrrole composite electrodes in all-polymer battery system, *Journal of The Electrochem. Soc*, 143, 3, 936-942 p.
11. Kissinger, P.T, Heineman, W.R, (1983). Cyclic voltammetry, *J. Chem. Education.*, 60, 702-706.
12. Li, Y, (1997), On the large over potential of the first reduction of polypyrrole perchlorate films in organic solutions, *Electrochimica Acta*, 42, 2, Elsevier Science Ltd, 203-210 p.
13. Li, Y, Qian, R, (2000), Electrochemical over oxidation of conducting poly pyrrole nitrate film in aqueous solutions, *Electrochimica Acta*, 45, 11, Elsevier Science Ltd.
14. Li, G, Wang, Y, Xu, H, (2007), A hydrogen peroxide sensor prepared by electropolymerization of pyrrole based on screen printed carbon paste electrodes, *Sensors*, 7, ISSN: 1424-8220, 239-250.
15. Mabbot, G.A, (1983), An Introduction to cyclic voltammetry, *J. Chem. Education*, 60, 697 701.
16. Rahman, A.M, Kumar, P, Park, D.S, Shim, Y.B, (2008), Electrochemical Sensor based on organic conjugated polymer, *Sensors*, 8, ISSN 1424-8220, 188 141 p.
17. Rodriguez, P.R.H, Galan, C.A, Perez, A.M, Sanroman, S.A, Measuring system for amperometric chemical sensors using the three electrode technique for field application, *Journal of Appl. Research & Tech*, 107-113 p, ISSN: 1665-6423
18. Sadki, S, Schottland, P, Brodie, N, Sabouraud, G, (2000), The Mechanism of pyrrole electropolymerization, *Chem. Soc. Rev*, 29, 283-293 p.
19. Skoog, D. Holler, F.J; Crouch, S.R. (1985), *Principles of Instrumental Analysis*. 6th Edition, Cole Publisher. ISBN: 9780495012016.
20. Stradiotto, H, Zandoni, (2003), M.V.B, Electrochemical Sensors: A Powerful Tool in Analytical Chemistry. *J.Brazilian Chemical Soc*. 14No.2, 159 173 p.

Struktur Kristal, Morfologi dan Sifat Optik Tipis Film Tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ Yang Ditumbuhkan di Atas Si(100) dengan Metode MOCVD

Edi. Supriyanto¹⁾ dan G. Wiranto²⁾

¹⁾Jurusan Fisika, FMIPA, Universitas Jember, Jember

²⁾Pusat Penelitian Elektronika & Telekomunikasi, LIPI, Bandung

e-mail : supriyanto_e2003@yahoo.com

Abstract

Thin film of $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ has been grown on an n-type Si(100) substrate using metal organic chemical vapor deposition (MOCVD) method with titanium (IV) isopropoxide $[\text{Ti}(\text{OCH}(\text{CH}_3)_2)_4]$ 99,99% and europium nitrate $[\text{Eu}(\text{NO}_3)_3 \cdot 6\text{H}_2\text{O}]$ 99,99% as the metal organic precursors. The tetrahydrofuron (THF) was used as a solvent for the precursor. Based on the XRD analysis, it shows that the $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ thin film, grown at temperature of 500°C has crystal plane of rutile (002) with columnar grain and surface morphology relatively smooth. On the other hand, film grown at temperature of 450°C and 550°C , has rutile and anatase phases. The surface morphology of thin films $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ was affected by Eu atom concentration. The roughness of surface morphology was increased with increasing Eu content and therefore the grains become larger. Increase of Eu incorporated in thin films was decreasing of band-gap energy.

Keywords: Band-gap, Crystal Structure, Grain, Morphology, MOCVD, $\text{TiO}_2\text{:Eu}$

Abstrak

Film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ telah berhasil ditumbuhkan di atas substrat Si(100) tipe-n dengan metode metal organic chemical vapor deposition (MOCVD) dengan menggunakan prekursor metalorganik titanium (IV) isopropoxide $[\text{Ti}(\text{OCH}(\text{CH}_3)_2)_4]$ 99,99% dan europium nitrate $[\text{Eu}(\text{NO}_3)_3 \cdot 6\text{H}_2\text{O}]$ 99,99%. Tetrahydrofuron (THF) digunakan sebagai pelarut bahan prekursor. Hasil karakterisasi XRD menunjukkan bahwa film tipis yang ditumbuhkan pada 500°C memiliki bidang kristal fase tunggal rutile (002) dengan bentuk butiran kolumnar dan morfologi permukaan film relatif halus. Sedangkan pada temperatur penumbuhan 450°C dan 550°C dihasilkan film dengan bidang kristal campuran rutile dan anatase. Morfologi permukaan film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ dipengaruhi oleh besarnya kandungan atom Eu. Bertambahnya kandungan Eu akan menghasilkan morfologi permukaan film yang kasar dan butiran dari film membesar. Hasil karakterisasi secara optik menunjukkan bahwa bertambahnya konsentrasi Eu akan menyebabkan bergesernya celah pita energi ke arah yang lebih kecil.

Kata Kunci: Band-gap, Butiran, Morfologi, Struktur kristal, MOCVD, $\text{TiO}_2\text{:Eu}$

1. Pendahuluan

Sifat luminesens elemen *rare-earth* (RE) dengan host pada beberapa matrik kristal, seperti semikonduktor dan insulator oksida telah memperlihatkan potensi yang besar yaitu dapat diaplikasikan pada divais diagnosa dalam bidang kedokteran, penyimpan optik dengan kapasitas besar, divais optoelektronika dan *flat panel display* (Palomino, 2001). Sinyal luminesens yang berupa garis-garis spektrum memberikan informasi tentang struktur elektronik dari *rare-*

earth (RE) dan tidak bergantung dengan matrik host.

Dari uraian diatas maka sangatlah penting untuk dilakukan penelitian luminesens berbasis *rare-earth* (RE) dengan jenis matrik induk yang berbeda-beda. Telah dilakukan penumbuhan *rare-earth* (RE) pada *fluoride glasses*, oksida, fosfor *metal organic complexes* dan dalam berbagai material semikonduktor (R. Palomino-Merino et.al., 2001). Dalam penelitian tersebut diperoleh informasi bahwa tidak semua film yang dihasilkan

mempunyai sifat mekanik yang baik, kestabilan termal dan sifat anti korosi. Oleh karena itu, saat ini sedang digalakkan suatu usaha mencari matrik induk film tipis baru, untuk menumbuhkan *rare earth* (RE), yang mempunyai sifat kestabilan termal yang baik, anti korosi dan sifat mekanik yang baik (Palomino-Merino et.al., 2001). Untuk mencapai tujuan tersebut maka dipilih TiO_2 sebagai material induk baru untuk menumbuhkan RE, karena bahan ini merupakan material oksida yang mempunyai sifat tidak korosif dan memiliki resistansi mekanik yang baik. Metode penumbuhan yang telah dilakukan untuk menumbuhkan film tipis TiO_2 :Eu seperti *sol-gel* (Palomino-Merino et.al., 200); (A.Conde-Gallardo et.al., 2003); (Zeng et.al., 2006); (Yuhong Zhang et.al., 2003), *solvothetmal synthetic* (Soung-soo Yi et.al., 2006)

Sangat sedikitnya penelitian yang menginvestigasi penumbuhan RE sebagai film tipis, yang merupakan suatu format penting untuk dapat diterapkan pada teknologi seperti *divais light emitting* dan *flat panel display*, adalah suatu permasalahan yang dihadapi saat ini.

Untuk menjawab permasalahan tersebut, telah dilakukan penelitian terhadap proses penumbuhan film tipis TiO_2 :Eu dengan metode *Metalorganic Vapor Deposition* (MOCVD). Metode MOCVD merupakan salah satu metode penumbuhan yang berpotensi tinggi dalam bidang teknologi pembuatan film tipis (Jones, et.al., 1997). Pengontrolan terhadap aliran bahan yang diuapkan, sebagai bahan prekursor yang selanjutnya akan tumbuh membentuk film tipis, dapat dilakukan dengan mudah dan akurat sehingga stoikiometri film dengan baik dapat dikendalikan. Film yang terbentuk memiliki homogenitas yang tinggi. Temperatur penumbuhan yang digunakan relatif rendah dan dapat menumbuhkan film dengan ukuran yang luas dengan tingkat homogenitas yang tinggi (Ohring, M., 2002); (Supriyanto E. dkk., 2007a; Supriyanto E. dkk., 2007b).

Dalam paper ini akan dilaporkan tentang

struktur kristal, morfologi dan sifat optik film tipis TiO_2 :Eu yang ditumbuhkan di atas substrat Si(100) dengan temperatur penumbuhan di variasi. Pada penelitian ini digunakan metode penumbuhan film tipis *Metalorganic Vapor Deposition* (MOCVD).

2. Metode

Film tipis TiO_2 :Eu ditumbuhkan di atas substrat silikon (Si) dengan menggunakan sistem reaktor MOCVD. Sebelum digunakan, substrat Si(100) tipe-n dicuci dengan menggunakan aseton selama 5 menit, kemudian dengan methanol selama 5 menit dan diakhiri dengan 10% HF dicampur dengan *de-ionized water* (Di water) selama 2 menit untuk menghilangkan lapisan alami SiO_2 dari permukaan substrat, dan selanjutnya dikeringkan dengan gas N_2 (tingkat kemurnian 99,999%). Substrat kemudian ditempelkan pada permukaan suceptor (pelat pemanas) di dalam ruang penumbuhan.

Prekursor metalorganik yang digunakan adalah *titanium (IV) isopropoxide* $[\text{Ti}\{\text{OCH}(\text{CH}_3)_2\}_4]$ 99,99% berbentuk cair pada temperatur ruang dengan titik leleh 20°C (*Sigma Aldrich Chemical Co., Inc.*) dan europium nitrat $[\text{Eu}(\text{NO}_3)_3 \cdot 6\text{H}_2\text{O}]$ 99,99%. $[\text{Eu}(\text{NO}_3)_3 \cdot 6\text{H}_2\text{O}]$ yang berbentuk kristal tak berwarna dengan titik leleh 85°C . Bahan ini dilarutkan ke dalam pelarut *tetrahydrofuran* (THF, $\text{C}_4\text{H}_8\text{O}$) dengan konsentrasi 0,1 mol per liter. Larutan yang diperoleh dan bahan $[\text{Ti}\{\text{OCH}(\text{CH}_3)_2\}_4]$ kemudian dicampur dengan perbandingan 1: 4, selanjutnya dimasukkan ke dalam bubbler yang telah terhubung dengan suatu sistem perpipaan ke ruang deposisi. Bahan prekursor yang telah dimasukkan dalam bubbler, kemudian diuapkan memakai pemanas sesuai dengan titik uap bahan. Uap bahan prekursor dialirkan ke ruang deposisi untuk menghujani permukaan substrat dengan menggunakan gas argon (Ar) sebagai gas pembawa. Tekanan uap pada *bubble* dikendalikan memakai suatu katub pengendali

Bersamaan dengan proses pemanasan *bubbler*, ruang deposisi divakumkan sampai ke tekanan 2×10^{-3} Torr dan substrat yang terletak di dalamnya dipanaskan. Parameter penumbuhan selengkapannya didaftarkan pada Tabel 1.

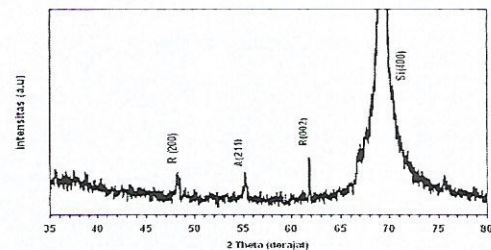
Tabel 1. Parameter penumbuhan dari film tipis $\text{TiO}_2:\text{Eu}$

No	Parameter Penumbuhan	
1	Temperatur substrat (T_s)	(450-550) °C
2	Temperatur bubbler (T_{bl})	60 °C
3	Tekanan uap bahan campuran (P_b)	206 Torr
4	Laju aliran gas Ar	100 sccm
5	Tekanan total penumbuhan (P_T)	2×10^{-3} Torr
6	Lama penumbuhan	2 jam

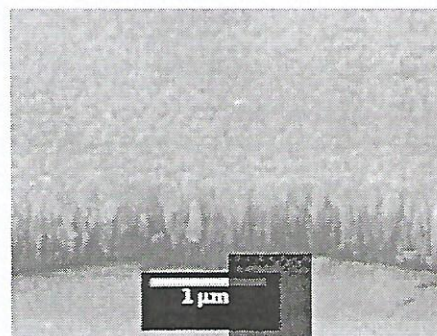
Film tipis $\text{TiO}_2:\text{Eu}$ yang telah ditumbuhkan selanjutnya dikarakterisasi. Struktur kristal butiran ditentukan dari hasil uji *X-ray diffraction* (XRD) dengan menggunakan radiasi Cu K_α ($\lambda=1,54056\text{\AA}$) (Philips PW3710). Ketebalan dan modulus penumbuhan film tipis dianalisa dari hasil citra *scanning electron microscope* (SEM) (Jeol JSM 6360LA). Sifat optik film tipis dikarakterisasi dengan *spectrocope reflectance optical* NIR-UV pada daerah panjang gelombang 200-2400 nm.

3. Hasil dan Diskusi

Gambar 1 menunjukkan pola XRD dan citra SEM penampang lintang film tipis $\text{TiO}_2:\text{Eu}$ yang ditumbuhkan pada temperatur 450°C. Film tumbuh membentuk bidang polikristal rutile (002), anatase (211), rutile (200) dan memiliki ketebalan sekitar 0.8 m. Film tersusun dari sekumpulan butiran yang bentuknya tidak homogen sepanjang ketebalan film. Orientasi random butiran kecil ditemukan pada permukaan substrat, sementara bagian film yang jauh dari permukaan substrat secara random disusun oleh butiran-butiran yang berbentuk kerucut (gambar 1.b). Hal ini sesuai dengan hasil pola XRD-nya di mana butiran memiliki orientasi penumbuhan polikristal.



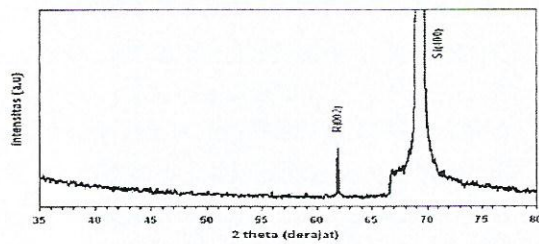
(a)



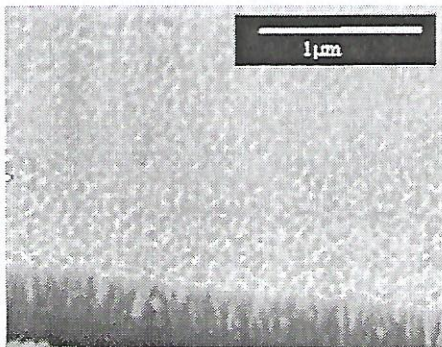
(b)

Gambar 1 : Pola XRD (a) dan citra SEM penampang lintang (b) film tipis $\text{TiO}_2:\text{Eu}$ yang ditumbuhkan pada temperatur 450°C

Gambar 2 menunjukkan pola XRD dan citra SEM penampang lintang film tipis $\text{TiO}_2:\text{Eu}$ yang ditumbuhkan pada temperatur 500°C. Film tumbuh membentuk bidang kristal fase tunggal rutile (002) yang memiliki ketebalan sekitar 0.4 m. Film yang terdiri dari butiran kolumnar memiliki batas antar butir yang sangat jelas dengan bentuk yang relatif seragam dan rapat sehingga menghasilkan permukaan film yang relatif rata. Hal ini sesuai dengan hasil pola XRD-nya di mana butiran memiliki orientasi penumbuhan yang sama yaitu membentuk bidang rutile (002) dengan intensitas latar belakang yang relatif lebih rendah, yang menyatakan bahwa atom-atom yang terdapat pada batas antar butir telah memposisikan diri sesuai dengan susunan atom butiran induknya. Kehadiran atom pengotor di dalam film dengan baik dapat dihindari. Hal ini ditunjukkan secara tidak langsung oleh bentuk butiran yang kolumnar dari permukaan substrat sampai permukaan film.



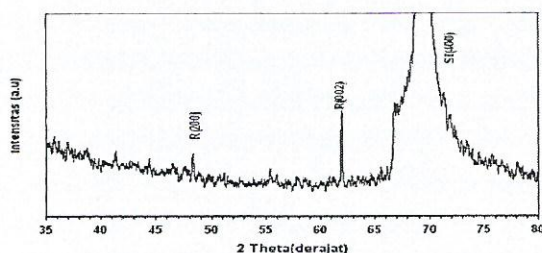
(a)



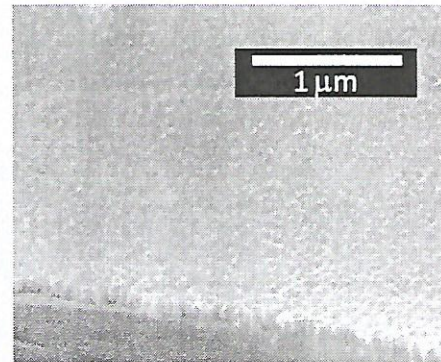
(b)

Gambar 2 : Pola XRD (a) dan citra SEM penampang lintang (b) film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ yang ditumbuhkan pada temperatur 500°C

Penambahan temperatur penumbuhan ke 550°C menghasilkan bidang rutile (002) dan rutile (200) dengan ketebalan sekitar 0,1 m seperti yang ditunjukkan pada gambar 3. Butiran penyusun film memiliki bentuk kolumnar, namun batas butir belum terlihat dengan jelas, yang secara tidak langsung menyatakan bahwa hubungan antar butir belum terbentuk dengan baik. Hal ini dapat dikonfirmasi dari hasil intensitas latar belakang difraksi sinar-X (Gambar 3.a) yang menunjukkan bahwa masih ada fase amorf dalam film, fase amorf terbentuk pada batas antar butir.



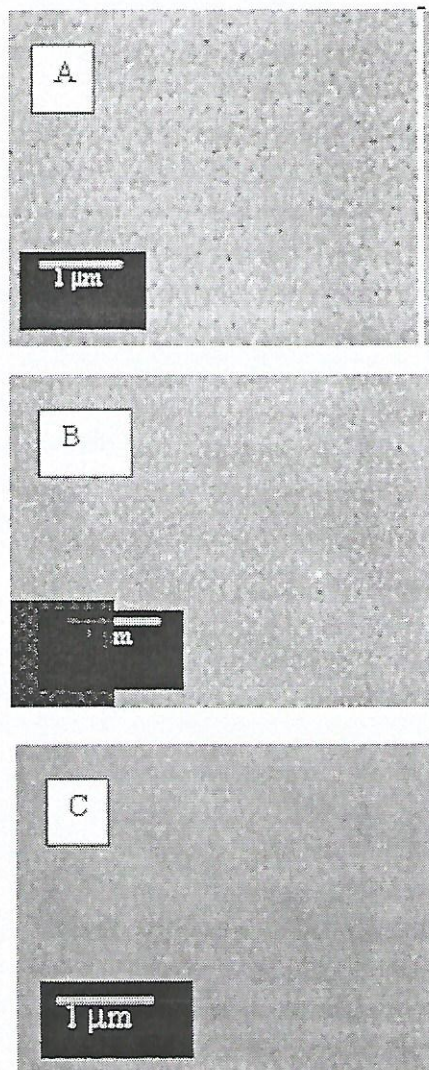
(a)



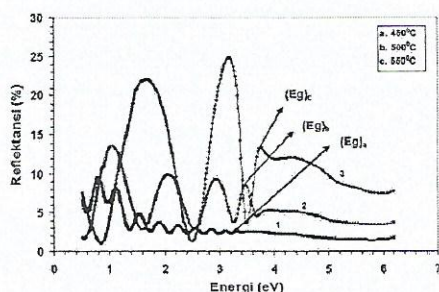
(b)

Gambar 3 : Pola XRD (a) dan citra SEM penampang lintang (b) film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ yang ditumbuhkan pada temperatur 550°C

Gambar 4 menunjukkan citra SEM permukaan film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ yang ditumbuhkan pada temperatur (a) 450°C (b) 500°C dan (c) 550°C . Dari hasil karakterisasi EDS persentasi kandungan Eu pada setiap film masing-masing adalah (a) 0.08% (b) 0.03% dan (c) 0.01%. Ukuran rata-rata butiran setiap film berbeda. Film yang ditumbuhkan pada temperatur 450°C mempunyai tingkat kekasaran yang lebih tinggi. Sementara film yang ditumbuhkan pada temperatur 550°C mempunyai struktur yang lebih halus dibandingkan dengan film yang ditumbuhkan pada temperatur 450°C dan 500°C . Tingkat kekasaran suatu permukaan film dapat dipengaruhi oleh 4 faktor, yaitu : (1) besarnya ketidak sesuaian panjang parameter kisi antara film dan substrat, (2) tingkat pengotoran di dalam film, (3) tingkat kehomogenan distribusi titik-titik nukleasi di permukaan substrat dan (4) tinggi rendahnya temperatur penumbuhan. Dari keempat faktor tersebut, yang paling berpengaruh terhadap variasi kekasaran permukaan film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ yang ditunjukkan oleh gambar 4 adalah tingkat kandungan bahan Eu dalam membentuk stoikiometri $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ akibat perbedaan temperatur penumbuhan. Dalam hal ini atom-atom Eu dipandang sebagai pengotor pada bahan TiO_2 . Semakin homogen butiran penyusun film akan dihasilkan morfologi permukaan film yang halus.



Gambar 4 : Citra SEM permukaan film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ yang ditumbuhkan pada temperatur (a) 450°C , (b) 500°C , dan (c) 550°C



Gambar 5 : Spektrum reflektansi film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ yang ditumbuhkan diatas substrat Si (100) pada temperatur penumbuhan (a) 450°C (b) 500°C dan (c) 550°C

Gambar 5 memperlihatkan spektrum reflektansi optik dari film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$. Puncak osilasi terakhir dari spektrum reflektansi menunjukkan transisi *band-to-band* film tipis yang merupakan nilai celah pita energi (E_g) dari film tipis itu. (Kudrawiec, dkk., 2004). Rekombinasi *band-to-band* meliputi elektron bebas pada pita konduksi yang berrekombinasi dengan hole bebas pada pita valensi. Rekombinasi *band-to-band* sebagian besar terjadi pada temperatur ruang. Energi transisi *band-to-band* (eh) pada temperatur ruang dinyatakan sebagai berikut (Schubert, 1993):

$$(eh)E = E_g + \frac{1}{2} kT \quad (1)$$

$$E_g = E - \frac{1}{2} kT \quad (2)$$

dimana

E_g = energi celah pita energi (*band gap*)

E = energi hasil perhitungan dari data spektrum reflektansi

k = konstanta Boltzman ($1,38 \times 10^{-38}$ Joule/Kelvin),

T = temperatur (Kelvin).

Besarnya celah pita energi dari film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ yang ditumbuhkan dengan kandungan Eu sebesar (a) 0.08% (b) 0.03% dan (c) 0.01%. masing-masing adalah 3,35 eV, 3,50 eV dan 3,78 eV. Berdasarkan hasil ini dapat disimpulkan bahwa dengan bertambahnya kandungan Eu akan menyebabkan mengecilnya lebar celah pita energi dari film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$. Bertambahnya kandungan Eu yang berfungsi sebagai atom doping akan menyebabkan bergesernya celah pita energi ke arah yang lebih kecil. Hal ini menunjukkan bahwa kehadiran dopan logam 3d ke dalam TiO_2 akan memperkuat interaksi logam-oksigen dan memperlemah interaksi logam-logam (Choi, dkk., 1994, Geng, dkk., 2003). Osilasi dari spektrum reflektansi dipengaruhi oleh morfologi permukaan film tipis. Semakin homogen butiran penyusun film akan dihasilkan morfologi permukaan film yang halus.

4. Kesimpulan

Film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ telah berhasil dengan baik ditumbuhkan di atas substrat Si(100) dengan menggunakan metode MOCVD. Struktur kristal dan morfologi dari film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ sangat dipengaruhi oleh temperatur penumbuhan. Film tipis dengan bidang kristal rutil (200), rutil (002), anatase (211) dihasilkan pada temperatur penumbuhan 450°C . Film tersusun dari butiran berorientasi random dan berbentuk kerucut sehingga morfologi permukaan film terdiri butiran yang kasar. Film dengan bidang kristal berfase tunggal rutil (002) didapatkan pada temperatur penumbuhan 500°C . Bentuk butiran film adalah kolumnar dari permukaan substrat sampai permukaan film, morfologi permukaan film relatif halus. Penambahan temperatur penumbuhan ke 550°C akan menghasilkan film dengan bidang kristal rutil (200) dan rutil (002); film tersusun dari butiran kolumnar namun batas antar butir belum nampak dengan jelas serta morfologi permukaan film relatif lebih halus dibandingkan dengan film yang ditumbuhkan pada temperatur 450°C dan 500°C . Kandungan atom Eu pada film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ yang ditumbuhkan pada temperatur (a) 450°C (b) 500°C (c) 550°C berturut-turut adalah 0.08%, 0.03%, 0.01%. Tingkat kekasaran permukaan film $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ dipengaruhi oleh besarnya kandungan atom Eu dalam pembentukan stoikiometri $\text{TiO}_2\text{:Eu}$ akibat perbedaan temperatur penumbuhan. Dalam hal ini atom-atom Eu dipandang sebagai pengotor pada bahan TiO_2 . Semakin besar kandungan atom pengotor maka morfologi permukaan film yang dihasilkan akan semakin kasar. Semakin besar kandungan Eu akan menyebabkan mengecilnya lebar celah pita energi dari film tipis $\text{TiO}_2\text{:Eu}$. Film tipis yang terdepositasi pada penelitian ini memiliki morfologi dan ketebalan yang sangat homogen untuk ukuran substrat $3 \times 3 \text{ cm}^2$.

Ucapan Terima kasih

Penulis mengucapkan banyak terima kasih ditujukan kepada Dr. Eng Mikrajuddin Abdullah, Prof. M.Barmawi dan Dr. Pepen Arifin atas pemberian fasilitas pemakaian reaktor MOCVD Fismatel ITB serta diskusinya selama ini.

5. Daftar Pustaka

1. Conde-Gallardo, A., Garcí'a-Rocha, M., Palomino-Merino, R., Velásquez-Quesada, M.P., and Hernández-Calderón, I., "Photoluminescence properties of Tb^{+3} and Eu^{+3} ions hosted in TiO_2 matrix", *Applied Surface Science* **212**213, p. 583588, 2003.
2. Choi, W., Termin, A., and Hoffmann, M.R. (1994) : The Role of metal ion dopants in quantum-sized TiO_2 correlation between photoreactivity and charge carrier recombination dynamics", *J. phys. Chem.* **98**, 13669.
3. Supriyanto E., Subagio, A., Sutanto H., Saragih, H., Budiman, M., Arifin, P., Sukirno dan Barmawi M., "Effect of Co- doping on Microstructural, Crystal Structure and Optical Properties of $\text{Ti}_{1-x}\text{Co}_x\text{O}_2$ Thin Films Deposited on Si Substrate by MOCVD Method", *The International Conference on Neutron and X-Ray Scattering ICNX 2007*, July 31, 2007a, Bandung.
4. Supriyanto E., Wiranto, G., Hermida, I.D.P., Budiman, M., Arifin, P., Sukirno dan Barmawi, M. "Pengaruh Kandungan Co terhadap Sifat Magnetik dan Optik Film Tipis $\text{TiO}_2\text{:Co}$ yang Ditumbuhkan dengan Metode MOCVD", *Seminar Nasional Bahan Magnetik 2007*, Organized by Sebelas Maret University, September 5, 2007b, Solo
5. Geng, W.T. dan Kim, S.K., Structural, electronic, and magnetic properties of a ferromagnetic semiconductor: Co-doped TiO_2 rutil, *Phys. Rev. B* **68**, 125203, 2003.
6. Jones, A.C. and O'Brien, P., 1997, "CVD of Compound Semiconductors: Precursors

- Synthesis, Development and Applications", *VCH Verlagsgesellschaft mbH*, Germany
7. Kudrawiec, R., Syperek, M., Misiewicz, J., Paskiewicz, R., Paskiewicz, B., and Tlaczala, M., : "Photoreflectance investigations of AlGaIn/ GaN heterostructures with a two dimensional electron gas", *Superlattices & Micro.*, **36**, p 633-644. (2004a).
 8. Ohring, M., "Materials science of thin films" *Deposition and structure*, 2nd Edition, 2002, Academic Press, London UK. Academic Press, London, London UK20
 9. Zeng, Q.G., Ding, Z.J., Zhang, Z.M., 2006, "Synthesis, structure and optical properties of $\text{Eu}^{3+}/\text{TiO}_2$ nanocrystals at room temperature", *Journal of Luminescence*, **118**, 301307
 10. Palomino-Merino, R., Conde-Gallardo, A., Garcia-Rocha, M., Hernandez-Calderon, I. , Castano, V., Rodriguez, R., 2001, Photoluminescence of $\text{TiO}_2 : \text{Eu}^{+3}$ thin films obtained by solgel on Si and Corning glass substrates, *Thin Solid Films*, **401**, 118123
 11. Schubert, E.F., (1993): *Doping in III-V Semiconductor*, the University Press, Cambridge
 12. Soung-soo Yi , Jong Seong Bae , Byung Kee Moon, Jung Hyun Jeong , Jung Hwan Kim, 2006, Highly enhanced luminescence of nanocrystalline $\text{TiO}_2:\text{Eu}^{3+}$ phosphors, *Optical Materials* **28**, 610614
 13. Yuhong Zhang, Huaxing Zhang, Yongxi Xu and Yanguang Wang, 2003, Europium doped nanocrystalline titanium dioxide: preparation, phase transformation and photocatalytic properties, *J. Mater. Chem.*, **13**, 22612265

Eksperimen Awal untuk Menguji Respon Fiber Optik dengan Menggunakan Back-to-back Connector Terhadap Cairan Polutan

Yudi Y. Maulana, Iip Syarif H. dan Dadin Mahmudin

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI
Kampus LIPI Gd. 20 Lt. 4 Jl. Sangkuriang Bandung 40135
Telp. 022-2504660 Fax. 022-2504659
Email. yudi@ppet.lipi.go.id

Abstract

Have been experimented on the use of polymer fiber for sensor applications, especially liquid sensor is a new innovation that has not been done before, which this sensor will be applied for various purposes is required when such oplosan fuel sensors, environmental sensors and others. The experiment was conducted in order to observe the influence of refractive index changes of the coupling light.

Key Word : *polymer fiber, sensor, refractive index, coupling light*

Abstrak

Telah dilakukan eksperimen awal tentang pemanfaatan polymer fiber untuk aplikasi sensor terutama sensor cairan yang merupakan inovasi baru yang belum pernah dilakukan sebelumnya, yang mana nantinya sensor ini dapat diaplikasi untuk berbagai keperluan yang diperlukan saat ini misalnya sensor bahan bakar oplosan, sensor lingkungan dan lain sebagainya. Eksperimen ini dilakukan dalam rangka mengamati pengaruh perubahan indeks bias terhadap kopling cahaya.

Kata Kunci : *polymer fiber, sensor, indeks bias, kopling cahaya*

1. Pendahuluan

Dengan semakin ketatnya regulasi dibidang lingkungan, pengaturan kualitas air dan udara sangat dibutuhkan oleh berbagai pihak baik kalangan industri ataupun pemegang otoritas regulasi (Seperti Bapelda dan lain sebagainya). Tuntutan yang seperti ini membawa konsekuensi logis akan kebutuhan sistem sensor in situ dan real time dengan sensitivitas dan fleksibilitas yang tinggi.

Sinyal optik telah mulai banyak diaplikasikan untuk berbagai kebutuhan sensor baik sensor kimiawi, atmosferic ataupun oceanic dengan tingkat sensitivitas yang tinggi dengan bentuk yang kompak dan sederhana. Oleh karena itu telah mulai terjadi pergeseran dari sensor elektronik ke sensor optik. Kecenderungan seperti ini sangat perlu disikapi sebagai bentuk peluang yang strategis.

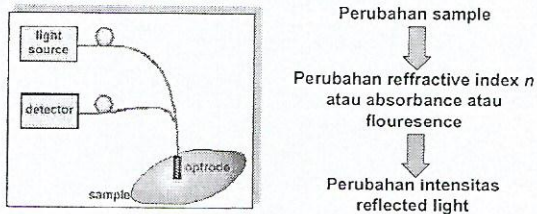
Pada tulisan ini akan dibahas mengenai kemungkinan penggunaan back to back connector pada dua ujung kabel optik yang dicelupkan ke bahan polutan untuk melihat perubahan indeks bias terhadap kopling cahaya.

2. Tinjauan Pustaka

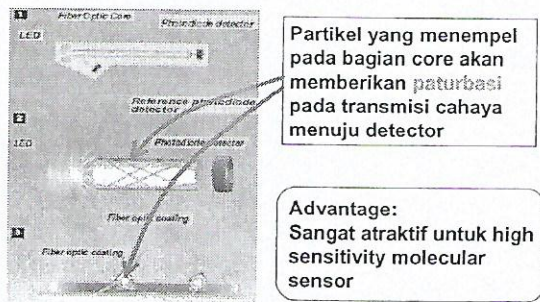
2.1 Konsep Sensor Optik

Konsep sensor optik ada 2 jenis, yaitu yang bersifat *extrinsic* dan yang bersifat *intrinsic*. Contoh sensor optik yang bersifat *extrinsic* dapat diperlihatkan di Gambar 1, dimana sensor dilakukan dengan mendeteksi cahaya yang dipantulkan dari target sensor (sampel). Jadi dalam hal ini fiber optik hanyalah sebagai media transmisi. Sensor ini sangat banyak dijual tetapi untuk kebutuhan-kebutuhan yang sederhana. Adapun jenis sensor yang bersifat *intrinsic*

diperlihatkan di Gambar 2 dimana sample atau target sensor adalah sebagai zat yang memberikan paturbasi kepada cahaya optik yang sedang merambat dalam media optik (fiber optik atau waveguide).



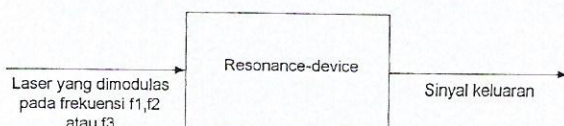
Gambar 1 : Prinsip dari Extrinsic-based Optical Sensor.



Gambar 2 : Prinsip dari Intrinsic-based Optical Sensor.

Metoda Peningkatan Sensitifitas Sensor

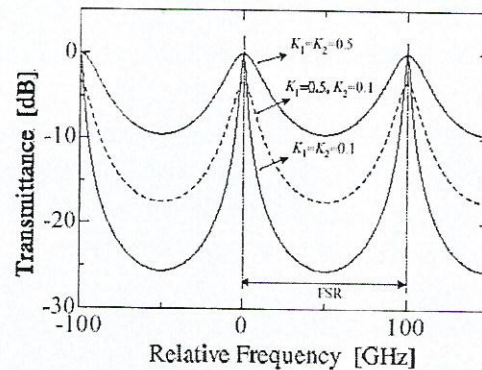
Peningkatan sensitivitas dari suatu sensor fotonik, dapat dilakukan dengan memanfaatkan struktur devais yang bekerja berdasarkan asas resonansi. Secara skematik, prinsip sensor berbasis resonansi dapat digambarkan sbb :



Gambar 3 : Skematik Sensor Berbasis Resonansi

Adapun karakteristik dasar suatu divais resonansi adalah sebagai berikut:

Sensor fotonik bekerja atas dasar adanya paturbasi pada divais fotonik yang menyebabkan

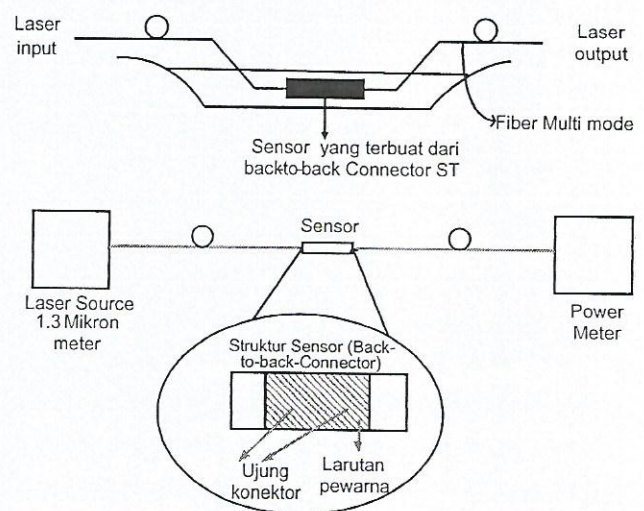


Gambar 4 : Karakteristik Dasar suatu Divais Resonansi

perubahan karakteristik divais tersebut. Jika sinar laser yang diarahkan ke divais tersebut dimodulasi pada frekuensi f_1, f_2 atau f_3 , keluaran akan berada pada titik puncak. Titik puncak ini akan bergeser bukan lagi pada posisi f_1, f_2 atau f_3 . Jika pada devais terjadi paturbasi yang menyebabkan pergeseran frekuensi resonansi devais.

3. Prosedur dan Methodologi

Telah dirancang eksperimen dasar sensor polutan cair yang mana nantinya sensor ini dapat diaplikasi untuk berbagai keperluan yang diperlukan saat ini misalnya sensor bahan bakar oplosan, sensor lingkungan dan lain sebagainya. Rancangan eksperimen dasar yang telah dilakukan dapat digambarkan sebagai berikut :



Gambar 5. Setting Eksperiment

Metoda Eksperimen :

- Larutan Pewarna dimasukkan ke dalam back-to-back connector dengan menggunakan pipet dan dicampurkan terlebih dahulu dengan air putih.
- Setiap ganti konsentrasi larutan, dilakukan pembersihan konektor terlebih dahulu.

Alat yang digunakan :

1. Laser Source : Handheld Laser Source, merek Yokogawa pilihan Lamda =1300nm atau 1500nm Output :10dBm
2. Fiber Optic : Polymer Fiber , Multimode
3. Power Meter : Netmaster merk Ariston

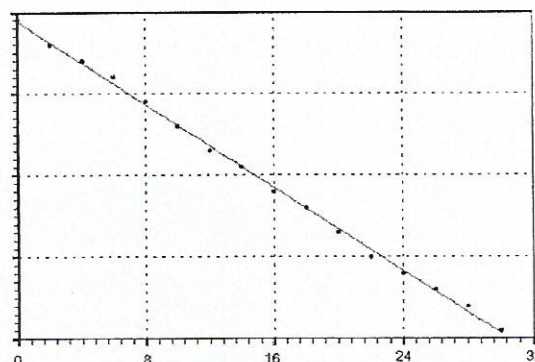
Tabel 1. Hasil Eksperimen

No	Konsentrasi Pewarna	Output light (dBm)
1	0 tetes	-22,1
2	2 tetes	-22,4
3	4 tetes	-22,6
4	6 tetes	-22,8
5	8 tetes	-23,1
6	10 tetes	-23,4
7	12 tetes	-23,7
8	14 tetes	-23,9
9	16 tetes	-24,2
10	18 tetes	-24,4
11	20 tetes	-24,7
12	22 tetes	-25
13	24 tetes	-25,2
14	26 tetes	-25,4
15	28 tetes	-25,6
16	30 tetes	-25,9

4. Hasil Penelitian dan Pembahasan

Apabila data eksperimen yang telah dihasilkan kita plot dan kita lakukan linear fitting (dengan menggunakan regresi linear), maka akan dihasilkan grafik sebagai berikut:

Output light (dBm)



Konsentrasi Pewarna(tetesan)

Gambar 5. Grafik Respon Fiber Optik

Fitting dilakukan dengan mekanisme regresi linear yang nilai iterasi adalah 7. Persamaan curva dari hasil fitting:

$$y = -0.13x - 0.002$$

fitting ini memiliki standar deviasi sebesar :

$$0.481594E-01$$

Parameter statistic yang dihasilkan dapat disebutkan sebagai berikut:

Correlation Coefficient:

$$R_{yy}(x) = 0.9985301E+00$$

$$\text{adj}R_{yy}(x) = 0.9984251E+00$$

$$R_{yy}(x) = 0.999265E+00 \Rightarrow P(NP, |R|) = 0.300E-07$$

5. Kesimpulan

Eksperimen awal untuk menguji respon fiber optik dengan menggunakan back-to-back connector terhadap cairan polutan telah dilakukan dan hasil eksperimen menunjukkan hasil respon yang linear. Artinya, struktur yang diusulkan dapat digunakan untuk sensor.

Ucapan Terimakasih

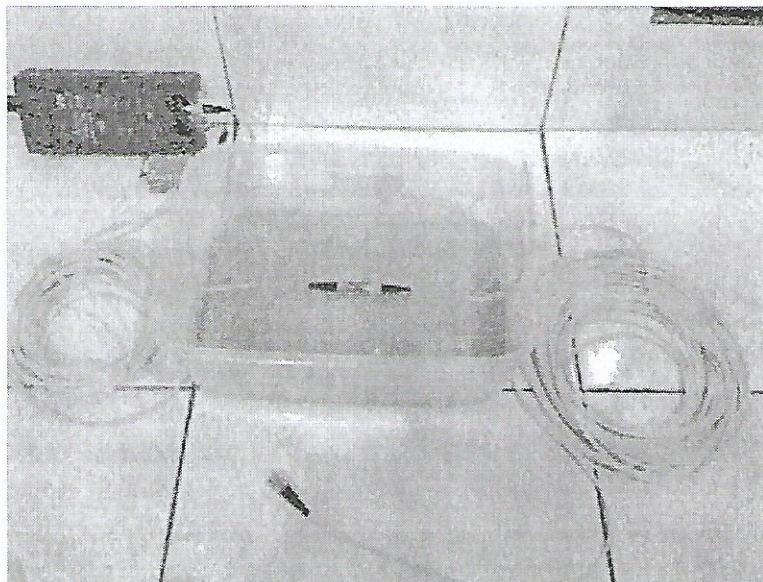
Kami ucapkan terimakasih kepada program DIPA yang telah membiayai pelaksanaan kegiatan penelitian ini

6. Daftar Pustaka

1. L. Eldada, "Advances in Polymer Optical Interconnects," *Proc. IEEE LEOS Annual Mtg.* 18 (2005).
2. Yeniay *et al.*, "Ultra-low-loss polymer waveguides," *J. Lightwave Tech.* 22, 154 (2004).
3. L. Eldada, "Hybrid organic-inorganic optoelectronic subsystems on a chip," *Proc. SPIE* 5729, 200 (2005).

LAMPIRAN

Foto eksperimen awal pemanfaatan kabel polimer optik untuk Sensor.



Desain Sensor Gas Berbasis *Zinc Oxide* untuk Mendeteksi Gas *Carbon Monoxide* (CO) pada Kendaraan Bermotor

I Dewa Putu Hermida^{*)}, Goib Wiranto^{*)}, Lilis Retnaningsih^{*)}

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI (PPET-LIPI)
Jl. Cisit 21/154 D, Gedung 20 Komplek LIPI Sangkuriang, Bandung-40135

Abstrak

Komponen utama dari sebuah sistem pemantauan pencemaran udara adalah sensor gas. Sejak ditemukannya sensor gas berbasis metal oksida oleh Taguchi, berbagai macam sensor gas telah banyak tersedia di pasaran. Selain itu, penelitian-penelitian tentang sensor gas juga telah banyak dilakukan untuk mengeksplorasi potensi material-material baru seperti polimer, piezoelektrik, dan fiber optik, serta metode-metode pendeteksian yang lain seperti gelombang akustik, kromatografi, konduktivitas thermal, dsb. Hal ini dilakukan untuk meningkatkan kinerja sensor gas yang ada saat ini dalam hal sensitifitas, selektifitas, kecepatan response, konsumsi daya, kestabilan serta biaya produksinya.

Oleh karena itu, dalam kegiatan ini akan dilakukan upaya-upaya sistematis dan komprehensif untuk merancang bangun suatu sistem sensor gas CO berbasis bahan zinc oxide menggunakan thick film technology untuk mendeteksi kadar emisi gas buang kendaraan bermotor. Upaya-upaya tersebut mencakup penggunaan berbagai material yang belum banyak dieksplorasi sebagai sensor gas seperti ZnO, dengan material aditif Au sebagai dopant maupun katalis. Sasaran yang ingin diwujudkan adalah adanya sistem sensor yang mampu mendeteksi gas-gas seperti CO dan NO₂.

Kata kunci: Pencemaran Udara, Sensor Gas, Zinc Oxide

Abstract

A principal component to detect has been available an air pollution system is gas sensor. Since gas sensor based on oxide metal was found by Taguchi, assorted gas sensor has in the market. Besides, research on gas a new materials such as polymers, piezoelectric, and fiber optic, and other detection methods like acoustic wave, chromatography, thermal conductivity, etc. These a thing all done to increase the existing gas sensor performance in the case of sensitivity, selectivity, and speed response, power consumption, stability and its production cost.

Therefore, in this activity a comprehensive and systematic efforts to design a similar a gas sensor system CO bases on material zinc oxide to apply thick film technology to detect motor vehicle exhaust emission grade. The efforts include; usage various materials which has not many explored a gas sensor such as ZnO, with additive material Au as a dopant and also as a catalyst. Target sensor system which able to detect gas as of both CO and NO₂.

Keyword: Air pollution, Gas Sensor, Zinc Oxide

1. Pendahuluan

Pencemaran udara yang salah satunya akibat dari emisi gas buang kendaraan bermotor merupakan masalah global yang dialami oleh hampir seluruh kota besar di dunia. Di Indonesia, mayoritas pencemaran udara disebabkan oleh emisi kendaraan bermotor, dimana zat-zat berbahaya seperti timbal (Pb), oksida nitrogen (NO_x), karbon monoksida (CO), hidrokarbon, dan *suspended particulate matter* (SPM) yang dikeluarkan dapat mencapai kurang lebih 70% dari keseluruhan pencemaran udara [1].

Dampak tersebut terasa lebih rentan bagi balita dan individu berusia lanjut. Yang sangat mengerikan adalah dampak timbal bagi anak-anak karena dapat mempengaruhi fungsi otak dan intelegensi, serta merusak berbagai organ tubuh seperti ginjal, sistem syaraf, dan reproduksi. Dalam Tabel 1 berikut dapat dilihat jenis zat-zat pencemar udara, sumber utama emisinya, serta standar bagi kesehatan menurut aturan WHO [2].

Sampai saat ini belum banyak ditemukan adanya publikasi-publikasi ilmiah internasional, patent, maupun prototipe sensor gas produksi dalam negeri di pasaran. Padahal, kebutuhan akan

Tabel 1. Zat-zat pencemar udara, sumber emisi, dan standar kesehatan menurut WHO

PENCEMAR	SUMBER	STANDAR KESEHATAN
Karbon monoksida (CO)	Buangan kendaraan bermotor	10 mg/m ³ (9 ppm)
Sulfur dioksida (SO ₂)	Fasilitas pembangkit listrik	80 µg/m ³ (0.03 ppm)
Partikulat Matter (SPM)	Buangan kendaraan bermotor	50 µg/m ³ selama 1 tahun
Nitrogen dioksida (NO ₂)	Buangan kendaraan bermotor	100 pg/m ³ (0.05 ppm) selama 1 jam
Ozon (O ₃)	Terbentuk di atmosfer	235 µg/m ³ (0.12 ppm) selama 1 jam

sensor gas tiap tahun makin meningkat serta peluang untuk menggali dan menemukan hal-hal baru dalam bidang ini masih terbuka lebar.

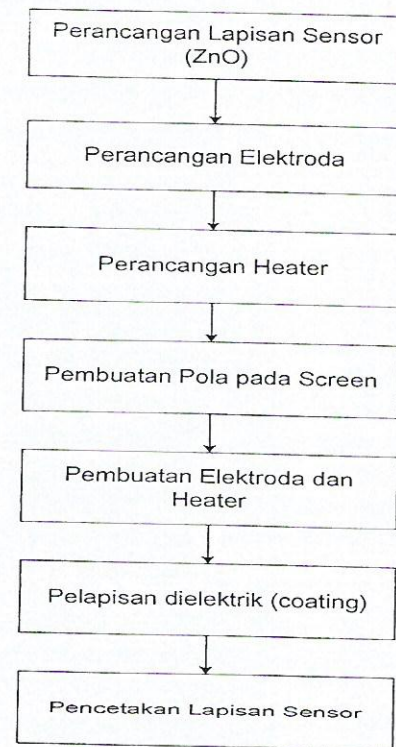
Dengan menitik beratkan pada sensor gas berbasis zinc oxide, dalam penelitian ini akan dilakukan upaya-upaya sistematis dan komprehensif dalam merancang bangun dan mengkarakterisasi sistem sensor gas. Alasan utama dipilihnya sensor gas berbasis zinc oxide adalah karena sensor gas jenis ini masih memberikan peluang sangat besar untuk melakukan inovasi teknologi serta mengungkap hal-hal baru menggunakan material-material yang relatif masih belum banyak diaplikasikan sebagai sensor gas.

2. Perancangan

Untuk merancang dan merealisasikan sebuah sensor, langkah-langkah yang dilakukan seperti yang tertuangkan dalam Gambar 1.

Spesifikasi Sensor

Dalam proses perancangan suatu devais, sebagai langkah awal adalah menentukan spesifikasi dari devais yang akan dibuat. Adapun spesifikasi umum yang diharapkan peneliti dari sensor ini adalah sebagai berikut :



Gambar 1 : Tahapan proses perancangan dan fabrikasi Sensor Gas

- Dimensi : $\leq 10 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$
- Suhu operasi : $(25 \text{ } 300)^\circ\text{C}$
- Daya Kerja heater : 3W
- Jangkauan Pengukuran : $0 \sim 1000 \text{ ppm}$

2. Perancangan dan pembuatan Lay Out Sensor

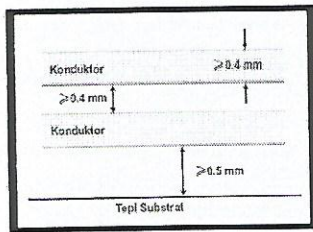
Ketentuan Umum Perancangan

Pada dasarnya, suatu sensor gas terdiri atas beberapa komponen utama, tersusun dari sebuah pemanas (*heater*) dan sepasang elektroda. Baik *heater* ataupun elektroda, keduanya merupakan jenis konduktor. Oleh sebab itu dalam perancangan sensor gas dengan teknologi film tebal ini perlu diperhatikan aturan aturan dalam merancang suatu konduktor film tebal termasuk juga *external pad*.

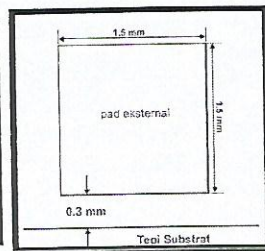
Untuk jalur konduktor, baik pemanas maupun elektroda aturan umum perancangan-nya adalah seperti dalam Gambar 2.

Pada perancangan ujungujung pemanas dan

pasangan elektroda, masing-masing mempunyai *pad* eksternal sebagai tempat menempelnya kakikaki penghubung. Dimensi ideal dari *pad* eksternal adalah (1,5 x 1,5) mm sampai dengan (2 x 2) mm, dengan jarak dari tepi substrat sebesar 0,3 mm. Secara sistematis, aturan perancangan *pad* eksternal dapat dilihat dalam Gambar 3.



Gambar 2 : Aturan Perancangan Jalur Konduktor Film Tebal
SUMBER: HASKARD, 1988:140



Gambar 1 : Aturan Perancangan Pad Eksternal Film Tebal
SUMBER: HASKARD, 1988:140

Selanjutnya diperlukan semacam isolator dari bahan dielektrik (enkapsulasi) yang dilapiskan diatas kedua komponen pemanas dan elektroda) supaya perambatan panas bisa terpusat dan kepresisian terjaga.

Perancangan Lapisan Sensitif Sensor

Pada umumnya, perubahan resistivitas material sensor ketika bereaksi dengan gas dipengaruhi oleh reaksi atom-atom oksigen di udara dengan atom-atom oksigen di permukaan lapisan sensor. Reaksi ini merubah *potential barrier* antar ikatan atom.

Reaksi diawali ketika lapisan material sensor mengikat oksigen dari udara, oksigen tersebut menjadi bermuatan negatif sehingga terbentuk *potential barrier* yang disebut *Schottky barrier*. Ketika ada gas (misal: gas CO), maka gas ini akan bereaksi dengan oksigen yang telah terikat pada permukaan lapisan sensor ($\text{CO} + \text{O}^2\text{CO}_2 + 2\text{e}^-$) yang mengakibatkan perubahan *Schottky barrier*.

Untuk gas, digolongkan menjadi gas pengoksidasi dan gas pereduksi, sedangkan untuk material sensor dapat diklasifikasikan menjadi material tipe-p atau tipe-n sesuai dengan respon sinyalnya. Pada material tipe-p, nilai resistansi

akan bertambah pada saat bereaksi dengan gas pereduksi, dan resistansi akan berkurang terhadap gas pengoksidasi, hal ini berlaku sebaliknya terhadap material tipe-n (Cirera, 2000:29).

Lapisan sensitif atau lapisan material sensor merupakan bagian yang berinteraksi langsung dengan gas, dimana reaksi elektrokimia terjadi di bagian permukaannya. Lapisan ini terbuat dari bahan ZnO, yaitu bahan *metal oxide* tipe-n yang sensitif terhadap molekul gas pereduksi.

Dimensi dari lapisan ini (yang mewakili banyaknya molekul ZnO) akan menentukan jangkauan pengukuran sensor.

Langkah pertama yang dilakukan dalam merancang lapisan sensor adalah menentukan jangkauan pengukuran maksimal dari sensor dalam satuan *ppm* adalah 1000 *ppm*.

Karena pada proses ini yang terjadi adalah reaksi gas, maka satuan *ppm* dirubah menjadi mol/L. Dengan menganggap gas adalah gas pada kondisi ideal, persamaan yang digunakan adalah persamaan dibawah ini sebagai berikut :

$$\frac{\text{mol}}{\text{L}} = \text{ppm} \times \frac{1 \text{ mol}}{24,15 \text{ L}}$$

Sehingga didapat :

$$= 4,14.10^{-5} \text{ mol/L} \quad \dots\dots\dots(1)$$

Selanjutnya dengan menentukan massa CO di udara, dalam 1 Liter udara terdapat :

$$4,14.10^{-5} \frac{\text{mol}}{\text{L}} \times M_{\text{CO}} \quad \dots\dots\dots(2)$$

Dengan M_{CO} adalah Molaritas CO = 28 g/mol maka didapat massa CO :

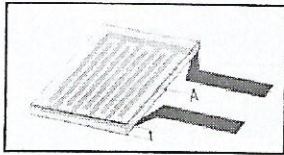
$$115,92.10^{-5} \frac{\text{g}}{\text{L}} \quad \dots\dots\dots$$

Jadi dalam 1 Liter udara terdapat $115,92.10^{-5} \text{ g CO}$
Langkah selanjutnya adalah menentukan mol CO dalam 1 L udara, yaitu :

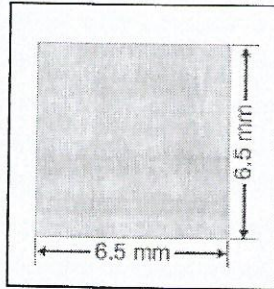
$$\begin{aligned} \text{mol CO} &= \frac{115,92.10^{-5} \text{ g}}{28 \text{ g/mol}} = \dots\dots\dots \\ &= 0,00004 \text{ mol} \end{aligned}$$

Dengan menentukan tebal lapisan, maka luas dari lapisan sensor akan diperoleh.

Secara umum bentuk dari lapisan sensor adalah seperti dalam Gambar 5 dan 6



GAMBAR 1.
KONSTRUKSI LAPISAN
SENSOR



GAMBAR 6. DESAIN
LAYOUT LAPISAN
SENSOR

Dari Gambar 4 dapat diketahui bahwa :

$$V = A \times t \quad \dots\dots\dots(5)$$

dengan :

A : luas permukaan lapisan sensor (cm^2)

T : tebal permukaan lapisan sensor ($50\text{m} = 5.10^{-3}\text{cm}$).

Sehingga dapat diketahui luas permukaan lapisan sensor sebagai berikut :

$$\begin{aligned} A &= V/t \\ &= 0.00172\text{cm}^3 / 0.005\text{cm} \\ &= 0.36\text{cm}^2 \end{aligned}$$

Luas permukaan lapisan sensor $0,36 \text{ cm}^2$, dapat diasumsikan sebagai $(6 \times 6) \text{ mm}$, sehingga, dimensi dari lapisan sensor diasumsikan menjadi $(6.5 \times 6.5) \text{ mm}$.

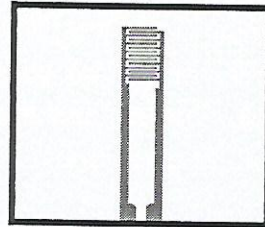
Sehingga dihasilkan desain *layout* seperti dalam Gambar 5.

Perancangan Elektroda

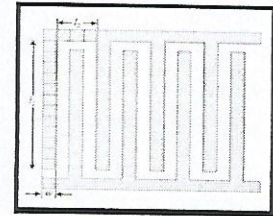
Elektroda yang digunakan pada *thick film gas sensor* pada umumnya adalah sepasang elektroda berbentuk *interdigital fingers* dari bahan *nobel*

metal misalnya *Au* atau *Ag*.

Adapun stuktur yang direncanakan adalah seperti dalam Gambar 7 dan 8.



GAMBAR 1. RENCANA
STRUKTUR ELEKTRODA

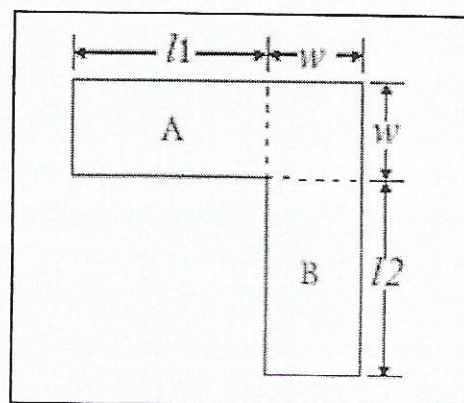


GAMBAR 8. DESAIN
LUAS EFEKTIF
ELEKTRODA

Dari luasan lapisan sensor yang diperoleh dari persamaan (5) yaitu $(6 \times 6) \text{ mm}$, maka pasangan elektroda yang direncanakan haruslah memiliki luasan efektif yang sama, luasan yang dimaksud ditunjukkan dalam Gambar 8.

Selanjutnya dengan mengacu pada Gambar 8, diasumsikan bahwa masing masing jari memiliki lebar 0.4 mm , panjang 5 mm , dengan jarak antar masing-masing jari 0.4 mm .

Penentuan nilai resistans pada elektrode ini sama dengan penentuan nilai resistans resistor teknologi film tebal pada umumnya, yaitu seperti dalam Gambar 9 dan persamaan (6).



Gambar 9 : Gambar Perhitungan Nilai Resistans Elektroda Sumber : Haskard,1988:102

$$R_{AB} = \left(\frac{l_1}{w} + \frac{l_2}{w} + 0.56 \right) R_s \quad \dots\dots\dots(6)$$

dimana:

R_{AB} : nilai resistans total (Ω)

R_s : lembar resistans ($\Omega/\square^{-1}$)

l : panjang jalur konduktor (mm)

w : lebar jalur konduktor (mm).

Dari persamaan (6) dan Gambar 9 dapat dihitung nilai resistans efektif masing-masing elektroda sebagai berikut:

$$R_{el} = 4 \times \left[\left(\frac{l_1}{w} + \frac{l_2}{w} + 0.56 \right) R_s \right] \dots\dots\dots (7)$$

dimana:

R_{el} : nilai resistans elektroda efektif (Ω)

l_1 : panjang jalur konduktor horisontal (mm)

l_2 : panjang jalur konduktor vertikal (mm)

w : lebar jalur konduktor (mm)

R_s : nilai lembar resistans ($m\Omega/\square^{-1}$)

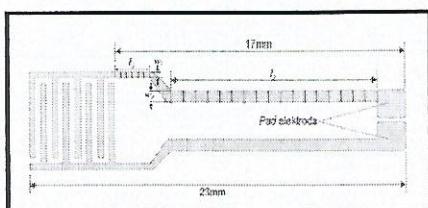
Dalam penelitian ini pasta yang digunakan adalah pasta *Au* (emas) dari Dupont (Dupont 8352) dengan $R_s = 5m\Omega/\square^{-1}$

Dari perancangan dalam Gambar 9 diketahui bahwa $l_1 = 4.8mm$, $l_2 = 1.2mm$, dan $w = 0.4mm$, maka dari persamaan (7) didapatkan nilai resistans efektif R_{el} elektroda sebagai berikut:

$$R_{el} = 4 \times \left[\left(\frac{4.8}{0.4} + \frac{1.2}{0.4} + 0.56 \right) 5m\Omega/\square \right] \\ = 311.2m\Omega$$

Jadi dari perhitungan diatas didapatkan nilai resistans efektif masing masing elektroda sebesar $311.2m\Omega$.

Bentuk elektroda menjadi seperti dalam Gambar 10.



Gambar 10 : Perhitungan Nilai Resistans Kaki Kaki dan *Pad* elektroda

Dari Gambar 9 dapat diketahui nilai resistans dari kaki dan *pad*, yaitu :

$$R_p = \left[\left(\frac{l_1}{w_1} + \frac{l_2}{w_2} + 0.56 + 0.56 + 1 \right) R_s \right] \dots\dots\dots (8)$$

Dimana :

R_p : nilai resistans kaki dan *pad* elektroda (Ω)

l_1 : panjang jalur konduktor *fingers* (mm)

l_2 : panjang jalur konduktor kaki (mm)

w_1 : lebar jalur konduktor *fingers* (mm)

w_2 : adalah lebar jalur konduktor kaki (mm)

R_s : nilai lembar resistans ($m\Omega/\square$)

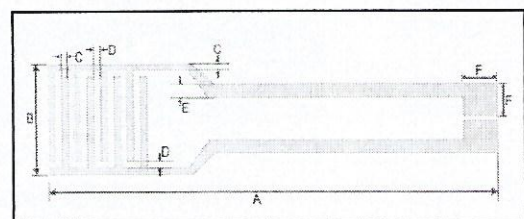
Dengan mengacu nilai (l/w) dalam Gambar 9, maka persamaan (8) menjadi:

$$R_p = [(6 + 17 + 0.56 + 0.56 + 1) R_s] \\ = 125.6m\Omega$$

Dari sini dapat diketahui nilai resistansi total masing masing elektroda, yaitu :

$$R = R_{el} + R_p \\ R = 311.2m\Omega + 125.6m\Omega \\ \approx 437m\Omega$$

Dari berbagai tahapan dan hasil perancangan elektroda diatas, maka didapatkan desain *layout* elektroda seperti dalam Gambar 11.



Gambar 11 : Desain *Layout* Elektroda Sensor

Tabel 1 . Keterangan Dimensi *Layout* Elektroda

Notasi	Keterangan	Ukuran (mm)
A	Panjang Elektroda	23
B	Lebar Elektroda	6.0
C	Lebar Jari - Jari Elektroda	0.4
D	Jarak Antar Jari - Jari Elektroda	0.4
E	Lebar Konduktor Kaki Elektroda	1.0
F	Panjang x Lebar <i>Pad</i> Elektroda	1.5x1.5

Perancangan Pemanas (*Heater*)

Temperatur adalah salah satu faktor terpenting yang menentukan keberhasilan dari sensor gas teknologi film tebal ini. Distribusi temperatur yang sesuai akan mempengaruhi tingkat selektifitas dan sensitifitas dari elemen sensor ini. Pemanas ini dirancang terletak tepat di sisi belakang substrat (berkebalikan dengan elektroda).

Untuk menentukan karakteristik dari pemanas, parameter parameter yang harus diperhatikan diantaranya adalah: suhu yang diinginkan, daya yang diperlukan, dan luasan daerah yang ingin dipanasi, serta karakter dari bahan *heater* itu sendiri (*TCR*, disipasi arus maksimum yang mampu melewati, dan lain - lain). Untuk itu, langkah pertama yang dilakukan adalah menentukan karakteristik pemanas yang diinginkan, yaitu :

T_H : Temperatur kerja (300°C)

T_C : Temperatur awal (25°C)

P : Daya pada temperatur kerja (3W)

TCR : *Temperature Coefficient Resistance* (3900)

Langkah selanjutnya adalah menentukan nilai resistans *heater* pada temperatur kerja (R_H). Sumber, sumber tegangan yang digunakan adalah sebesar 3V, dengan pertimbangan dengan daya 3W maka nantinya bisa dihasilkan arus kerja yang cukup yang sesuai dengan karakteristik bahan yang digunakan. Selain itu sumber tegangan 3V banyak tersedia di pasaran.

Dengan sumber 3V dan daya yang diinginkan 3W, maka arus kerja *heater* adalah :

$$I = \frac{P}{V} \dots\dots\dots(10)$$

$$= 1A$$

Dengan demikian nilai resistans *heater* pada suhu operasi (R_H) adalah :

$$R_H = \frac{V}{I} \dots\dots\dots(11)$$

$$= 3\Omega$$

Jadi nilai resistans pemanas pada suhu operasi (R_H) adalah 3 Ω .

Dari data sheet diperoleh harga $TCR = 3600 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$, dan $T_H = 300^\circ\text{C}$, dengan memasukkan nilai R_H , sehingga diperoleh nilai resistans *heater* pada suhu acuan (R_C).

Hasil dari persamaan adalah sebagai berikut:

$$TCR = \frac{[(R_H - R_C) \times 10^6]}{[R_C \times (T_H - T_C)]} \dots\dots\dots(12)$$

dengan :

TCR : *Temperature Coefficient Resistance*

R_H : Resistans pada suhu operasi (Ω)

R_C : Resistans pada suhu acuan (Ω)

T_H : Suhu operasi ($^\circ\text{C}$)

T_C : Suhu acuan ($^\circ\text{C}$)

Nilai resistansi pemanas pada suhu acuan (R_C), adalah sebagai berikut:

$$3600 = \frac{[(3\Omega - R_C) \times 10^6]}{[R_C \times (300^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})]} \dots\dots\dots(13)$$

$$\frac{3600}{10^6} = \frac{(3 - R_C)}{(275 R_C)}$$

$$0.99 R_C = 3 - R_C$$

$$R_C = 1.50\Omega$$

Setelah nilai R_C didapat, maka dapat ditentukan dimensi dari *heater* dengan mengacu pada persamaan (2.20).

$$R_C = R_s \frac{l}{w} \dots\dots\dots(14)$$

Dimana :

R_s : nilai lembar resistans = 5 m Ω /sq,

l : panjang konduktor *heater* (mm), dan

w : lebar konduktor *heater* diasumsikan = 0.4 mm,

maka sesuai persamaan (14), panjang konduktor *heater* (l) dapat ditentukan, sebagai berikut :

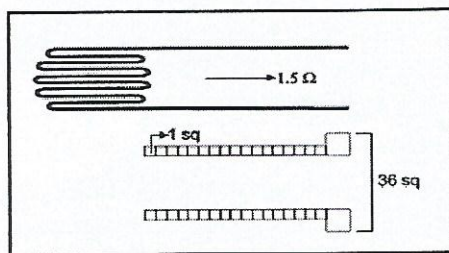
$$R_c = R_s \frac{l}{w}$$

$$1.5\Omega = 5m\Omega \frac{l}{0.4mm}$$

$$l = 12cm$$

Jadi pemanas yang dibuat memiliki panjang 12 cm, dibentuk menyerupai spiral dalam luas area maksimum 1 cm². Ditentukan 1 cm² dimaksudkan supaya pemanas dapat mencakup seluruh bagian elektroda di sisi baliknya.

Dari persamaan (14) dihasilkan nilai $R_c = 1.5$, nilai ini hanya nilai resistansi dari elemen pemanas (bagian yang berbentuk serpentin), belum termasuk dengan nilai R kaki kaki, seperti dalam Gambar 12.



Gambar 12 : Perhitungan Nilai R pemanas

Dari Gambar 12, perhitungan nilai R pemanas menjadi :

$$R = R_c + R_{kaki}$$

$$R = 1.5\Omega + [(2 \times \Sigma square) R_s] \dots\dots\dots (15)$$

$$= 1.5\Omega + [(2 \times 18) R_s]$$

$$= 1.68\Omega$$

Sehingga dihasilkan desain *layout* seperti dalam Gambar 12.

Adapun dimensi pemanas dalam Gambar 12 dijelaskan pada Tabel 2 berikut :

Tabel 2 : Keterangan Dimensi Layout Heater

Notasi	Keterangan	Ukuran (mm)
A	Panjang Heater	23.0
B	Lebar Heater	8.0
C	Panjang Heater efektif	8.0
D	Lebar Jalur Heater	0.4
E	Jarak Antar Jalur Heater	0.4
F	Lebar Jalur Kaki Heater	1.0

Selanjutnya, untuk menghasilkan panas heater yang optimal, permukaan heater dilapisi dengan sejenis bahan dielektrik tahan panas yang disebut juga *coating*. Lapisan ini dibuat menutupi daerah efektif heater, dimaksudkan supaya panas yang dihasilkan tidak terlalu cepat terbang, melainkan terus mengalir ke elektroda di sisi sebaliknya.

3. Kesimpulan

Dari uraian tersebut di atas dapat disimpulkan, bahwa :

1. Sensor gas teknologi film tebal tersusun atas 3 komponen dasar yaitu : pemanas (*heater*), elektroda, dan lapisan sensor.
2. Hasil dari perancangan diperoleh beberapa parameter sensor gas, sebagai berikut :
 $T_H = 300^\circ\text{C}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$,
 $P = 3\text{ W}$, $R_H = 3\Omega$,
 $R_c = 1.5\Omega$, $R_s = 5m\Omega \cdot \square^{-1}$,
 $R_{total} = 1.68\Omega$, $l = 12\text{ cm}$.

Ucapan Terimakasih

Kegiatan penelitian ini dilakukan dalam rangka melaksanakan program kegiatan DIPA di PPET - LIPI. Penulis ucapkan terimakasih kepada Puslit PPET - LIPI yang telah memberikan fasilitas dan kepada rekan-rekan atas kerjasamanya

4. Daftar Pustaka

1. Anonymous, "heater design", ESL Electro-Science, www.electroscience.com.
2. Anonymous, "Conversion of parts per million (ppm) to gram/liter", Scott Specialty Gases, www.scottecatalog.com.
3. Barsan N., "Gas Sensing Mechanisms in Thick and Porous SnO₂ Layers", *Institute of Interface Analysis and sensors*, Tuebingen, Germany.
4. Cirera A., "SnO₂ Based Semiconductor Gas Sensors, an Overview", *Departament d'Electronica*, Universitat de Barcelona,

- 2000.
5. Hann S., "SnO₂ Thick Film Sensors at Ultimate Limits: Performance at low O₂ and H₂O Concentration; Size Reduction by CMOS Technology-Disertation", *der Fakultat für Chemie und Pharmazie der Eberhard-Karls-Universität Tübingen-Germany*, 2002.
 6. Haskard, Malcolm R., "Thick Film Hybrid Manufacture and design", *Prentice Hall, Inc.*, New Jersey, 1988.
 7. Hunter G.W., "Chemical Microsensor", *The Electrochemical Society Interface*, 2004.
 8. Licznarski B., "Thick-Film Gas Microsensor Based on Tin Dioxide", *Faculty of Microsystem Electronics and Photonics, Wrocław University of Technology, Wrocław-Poland*, 2004.
 9. Mamishev V. Alexander, "Interdigital Sensors and Transducers", *Proceedings of The IEEE, Vol. 92, No. 5, May 2004*.
 10. Weimar U., "Understanding the Fundamental Principles of Metal Oxide Based Gas Sensors; The Examples of CO Sensing with SnO₂ Sensors in the Presence of Humidity", *Institute of Physical and Theoretical Chemistry, University of Tübingen, Germany*, 2003.
 11. Research Group Weimar. 2003, CO Thick Film Sensor, www.ipc.com.
 12. www.walhi.or.id/kampanye/cemar/udara/penc_udara_info_020604.
 13. www.bplhd.go.id.

Sistem Komunikasi Bawah Air untuk Transmisi Data dari Dasar Laut atau Danau ke Stasiun Terapung

Syamsu Ismail dan Deni Permana Kurniadi

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Cisit 21/154D Bandung 40135

E-mail : ismail@ppet.lipi.go.id

Abstract

Underwater Communication System, UCoS, takes the advantage of water as propagation medium for acoustic wave. The system might be advantageous as point to point voice and data communication. Situation and condition of the bottom of a lake or sea can be observed by utilizing a lot of sensor, such as the vicinity of sea bed temperature, salinity, acidity, chemical contamination, or even seismic vibration, etc. The detected conditions can be carried out to the surface by means of appropriate communication system. Data communication for data sensor as mentioned requires no high speed data rate, therefore underwater communication system, as will be discussed in this paper, has appropriate speed to become such data transmission. The electrical sensor signals are joint in along with the electrical ultrasonic oscillation, as a carrier frequency, by a modulation circuit, then the modulated ultrasonic signal drives underwater transducer. The mechanical vibration of the transducer vibrates the water as a medium at sea bed, with the direction to the surface. The acoustic wave propagates from the bottom to the surface, at the surface station the acoustic wave is detected and converted to electrical signal by a hydrophone. This ultrasonic electrical signal contains information of data sensors. By demodulation circuit, the data information can be extracted from the ultrasonic signal. These signals are sent to master station by radio or other transmission system. For two ways transmission, there is reversed processing to send information from the master to the bottom terminal unit.

Key words : Underwater Data Communication, Transducer, Modulator, Demodulator.

Abstrak

Sistem Komunikasi Bawah Air, SKoBA memanfaatkan air sebagai medium propagasi gelombang akustik. Sistem ini dapat dipergunakan untuk mengirimkan informasi suara ataupun data dari satu tempat ke tempat lain. Keadaan di dasar perairan laut ataupun danau dapat dipantau dengan menggunakan sensor-sensor yang dibutuhkan, seperti sensor suhu di sekitar dasar air, kadar garam, keasaman, kandungan zat tertentu, bahkan getaran seismik, dan lain lain. Kondisi yang terdeteksi oleh sistem sensor dapat dikirimkan ke atas permukaan air dengan menggunakan sarana komunikasi yang sesuai. Sistem komunikasi data untuk sensor-sensor yang disebutkan tidak membutuhkan kecepatan yang terlalu tinggi. Oleh karena itu, sistem komunikasi bawah air, yang akan dibahas di dalam tulisan ini, cukup memadai untuk menyalurkan data sensor tersebut. Sinyal informasi elektrik dari sensor ditumpangkan pada gelombang ultrasonik oleh rangkaian modulator, kemudian gelombang tersebut dicatukan pada transduser ultrasonik bawah air. Getaran transduser menggetarkan air di dasar perairan, dengan arah getaran ke permukaan air. Gelombang akustik berpropagasi dari dasar air ke permukaan air, di stasiun permukaan air, getaran ini dideteksi oleh suatu hidrofoni yang diarahkan ke dasar air. Kemudian getaran akustik ini diubah ke dalam getaran listrik. Getaran listrik ultrasonik ini berisi informasi data sensor, dengan rangkaian demodulator informasi data sensor dipisahkan dari gelombang ultrasonik. Sinyal tersebut kemudian dikirim ke stasiun master dengan menggunakan radio atau sistem transmisi lain. Untuk sistem komunikasi dua arah, maka terjadi proses kebalikan, yaitu dari stasiun master ke stasiun permukaan air, gelombang akustik berpropagasi dari permukaan ke dasar air, kemudian sampai di stasiun bawah air.

Kata kunci : Komunikasi Data Bawah Air, Transduser, Modulator, Demodulator.

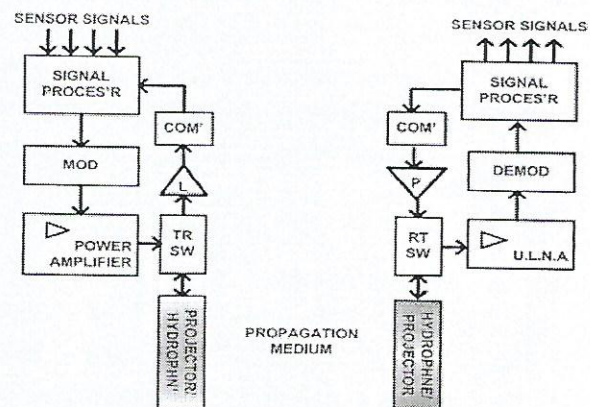
1. Pendahuluan

Kapasitas data yang dapat ditransmisikan pada suatu sistem berbanding lurus terhadap lebar pita frekuensi, dan berbanding secara logaritmis terhadap perbandingan daya sinyal dengan *noise*, derau^[1]. Kapasitas data yang ditawarkan oleh kabel tembaga dan serat optik memang besar, tetapi lemah dari segi keamanan saluran. Sistem komunikasi radio dapat juga digunakan untuk transmisi data dengan kapasitas besar, tetapi karena kualitas propagasi gelombang radio di bawah air sangat rendah, maka penggunaan radio juga tidak menguntungkan^[5]. Pemanfaatan akustik bawah air untuk komunikasi memberikan solusi terhadap keamanan dan buruknya kualitas propagasi, walaupun kecepatan dan kapasitas data tidak setinggi ketiga sistem di atas. Disisi lain, perubahan nilai *sensing* dari sensor bawah air termasuk lambat, dengan demikian kecepatan untuk menyalurkan data tersebut tidak membutuhkan kecepatan yang tinggi. Untuk data sensor berstatus urgen, seperti data seismik atau yang lainnya, dapat mengirimkan data kapan saja dengan status urgen. Di dalam tulisan ini akan dibahas sistem komunikasi data dari dasar perairan ke permukaan, konstruksi kontainer, modulasi dan demodulasi yang mungkin digunakan, transduser akustik, penempatan di dasar air, dan sebagainya.

2. Sistem Komunikasi Data dari Dasar Air ke Permukaan.

Getaran akustik pada frekuensi tertentu merupakan salah satu kunci teknologi sistem komunikasi bawah air^[2]. Getaran tersebut dapat membawa informasi dari satu tempat ke tempat lain di dalam air. Arah getaran akustik dapat ke arah horizontal maupun vertikal. Untuk arah vertikal, perlu diperhatikan tekanan air karena gravitasi. Sinyal akustik berpropagasi di dalam suatu medium dengan cara tekan dan tarik partikel medium tempat getaran itu berpropagasi. Sistem transmisi data di bawah air terdiri dari pemroses

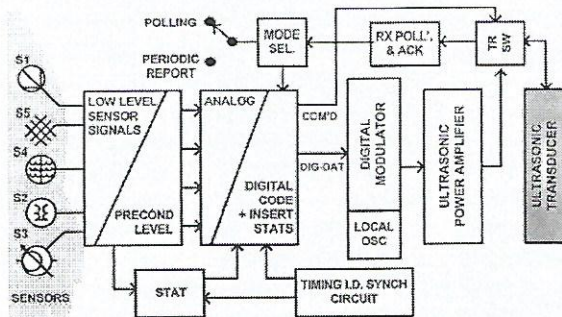
sinyal di pemancar dan penerima, modulator dan penguat daya ultrasonik untuk mencatu transduser akustik. Di penerima, transduser berfungsi sebagai hidrofon yang mengkonversi akustik menjadi sinyal listrik. Low Noise Amplifier memperkuat sinyal yang diterima. Demodulator mengekstrak sinyal informasi dari sinyal tersebut. Gambar 2.1 adalah blok diagram aplikasi SkoBA untuk transmisi data^[4].



Gambar 1 : blok diagram aplikasi SkoBA untuk transmisi data^[4].

Pemrosesan sinyal-sinyal sensor sebelum ditumpangkan pada gelombang pembawa meliputi prakondisi sinyal, konversi analog ke dalam digital untuk ditempatkan pada *slot* waktu tertentu untuk tiap data sensor, menentukan *mode transmit* yaitu *model polling*, atau transmit kontinu, penentuan status data, dan sebagainya. Keluaran dari *signal processor* dalam bentuk kode digital dengan level TTL. Sinyal digital tersebut dicatukan pada modulator. Tipe modulator untuk aplikasi ini dapat menggunakan modulator-digital PSK, ASK atau FSK. Keluaran dari rangkaian modulator adalah sinyal termodulasi berdaya rendah. *Power amplifier* memperkuat daya ultrasonik dengan level yang sesuai untuk kebutuhan proyektor. Getaran akustik termodulasi, yang membawa informasi, disebarkan di dalam air. Kemudian setelah berpropagasi, getaran tersebut sampai pada suatu hidrofon di sisi penerima. Sinyal termodulasi

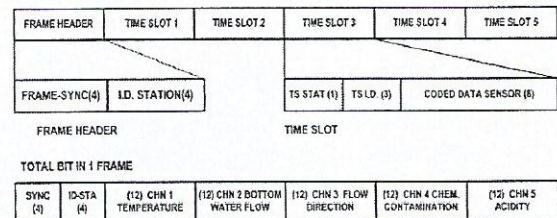
tersebut sudah mengalami pelemahan karena sebaran dan sebagian gelombang diserap oleh medium, air^[3]. Hidrofon mengkonversi getaran akustik tersebut ke dalam getaran listrik. Getaran listrik yang masih lemah diperkuat oleh *ultralow noise amplifier*, ULNA. Kemudian akan dilakukan proses demodulasi untuk mengeluarkan informasi yang dikirim dari sisi pemancar. Diagram pada gambar 2.2 menunjukkan proses konversi dari sinyal sensor sampai proses konversi sinyal listrik termodulasi menjadi getaran akustik oleh transduser, pada pemancar bawah air^[4].



Gambar 2 : Pemancar Komunikasi Data dari stasiun dasar air, SDA, ke permukaan ^[4].

Time frame data ditunjukkan pada gambar 2.3.^[4] Slot pertama adalah sinkronisasi *frame* dan identitas stasiun dasar air. Slot waktu dua sampai enam adalah untuk data sensor. Bit di dalam slot waktu berjumlah duabelas. D0, bit satu menunjukkan status data sensor biasa atau urgen, '0' = biasa. Sedangkan bit D1, D2, D3 adalah identitas sensor. Bit D4, D5, D6, sampai bit D11 adalah data dari sensor. Penentuan urgen tidaknya didapat dari blok status pada gambar 2.2, ditentukan atas dasar jenis sensor dan intensitas yang terdeteksi. Untuk sistem komunikasi data dua arah, sinyal *polling* dikirimkan oleh stasiun master, mengharuskan stasiun dasar air, melaporkan data, identitas, dan statusnya. Model ini, semua SDA dalam suatu jaringan data bekerja pada frekuensi akustik yang sama, yang berbeda adalah waktu melapor. Model lain yang dapat dibangun adalah setiap SDA secara periodik

melapor. Masing-masing SDA bekerja pada frekuensi berbeda. Kedua model, dengan segala untung ruginya, dapat digunakan sesuai kebutuhan.



Gambar 3 : *Time frame* data sensor^[4].

Untuk mengestimasi kapasitas pada sistem komunikasi data dengan daya akustik di sisi pemancar dapat mengatasi noise total N di sisi penerima sebesar S dB, pada lebar pita frekuensi BW , menurut hukum Hartley dan Shannon adalah^[1]

$$C = BW \log_2 (1 + S/N) \quad \dots\dots\dots 2.1$$

Untuk sistem komunikasi dengan lebar pita disediakan 2000Hz, menurut studi Nyquist disimpulkan pulsa rate maksimum adalah $2 \times BW$ ^[5], jadi kapasitas maksimum disediakan 4000 bit per detik, mengacu pada persamaan 2.1, maka di sisi pemancar daya sinyal yang dibutuhkan untuk mengatasi noise total adalah

$$S = \{2^{4000} - 1\} \times N_{\text{tot}} = 3 \times N_{\text{tot}}, \text{ dalam}$$

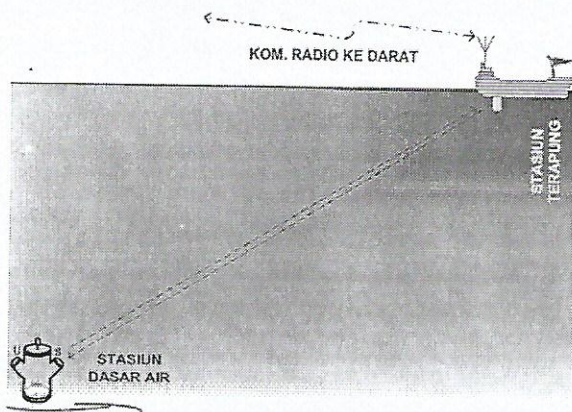
dB, $S/N \approx 5\text{dB}$. Untuk memperoleh jaringan data bawah air yang dapat diandalkan, maka daya akustik di sisi pemancar adalah

$$P_{\text{tx}} = N_{\text{tot}} + L_{\text{tot}} + 5 \text{ [dBm]} \dots\dots\dots 2.2$$

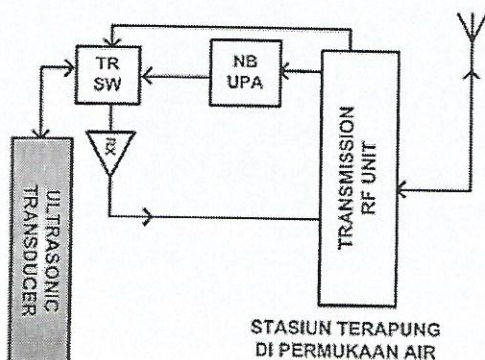
Dengan L_{tot} adalah total daya yang hilang di dalam rangkaian transmisi sinyal ultrasonik, rugi-rugi faktor konversi dari getaran elektrik menjadi getaran akustik dan sebaliknya, dan rugi-rugi daya akustik selama propagasi. N_{tot} merupakan *noise* total yang terdiri dari *noise* akustik bawah dan

permukaan air, dan *noise* elektromagnetik di sekitar sistem.

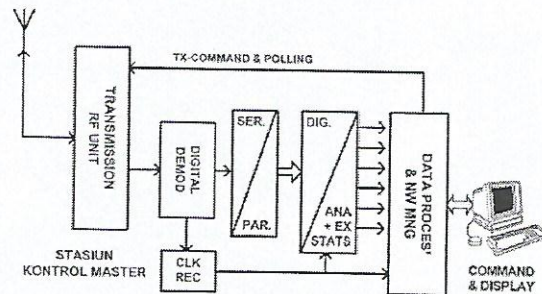
Dari gambar 2.3 didapat jumlah bit dalam satu frame adalah $(8+5 \times 12 = 68 \text{ bit})$, jika ditentukan bit rate 4000 bit/det, $T = 0,25 \text{ ms}$, maka satu stasiun dasar air membutuhkan waktu selama 17 ms untuk mengirimkan data sepanjang satu frame. Jika jumlah SDA dalam satu jaringan data BA sebanyak 10, dalam kondisi propagasi yang normal, semua SDA akan terdata selama 170ms.



Sistem transmisi data dari SDA sampai ke stasiun kontrol master ditunjukkan pada gambar 2.4. Untuk SDA dalam posisi tegak, transduser utara dan selatan bersudut elevasi sebesar $^\circ$. Gaya berat, W' , yang dialami oleh kedua transduser adalah . Untuk sudut elevasi 45° , $W' \approx 0,7 \text{ mg}$. Gambar 2.5 a, adalah diagram stasiun komunikasi di permukaan air dengan transmisi radio ke master stasiun, dan 2.5 b adalah stasiun master kontrol dengan transmisi data radio dua arah dari stasiun di permukaan air. Sistem transmisi radio akan digunakan bila antara stasiun permukaan dan master kontrol letaknya berjauhan.



- Stasiun komunikasi di permukaan air dengan transmisi radio ke Master stasiun.
- Master stasiun dengan transmisi data radio dari KBA data di permukaan air.



Gambar 5 : Komunikasi Data di permukaan dan stasiun master kontrol^[4].

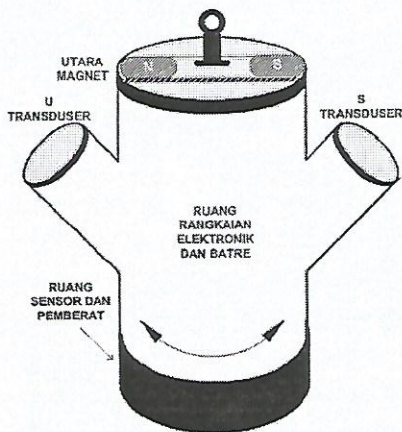
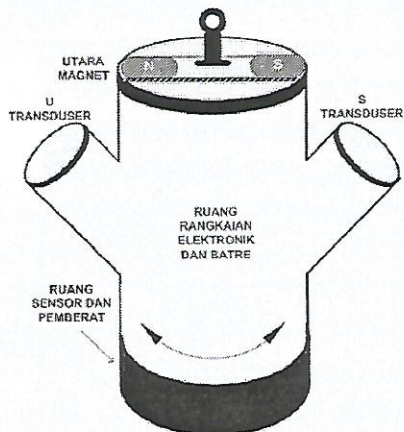
Stasiun master kontrol menerima deretan serial data yang terkandung di dalam sinyal ultrasonik dari SDA. Demodulator akan mengekstrak data dari gelombang pembawa. Pemrosesan data, manajemen jaringan, dan pencitraan dilakukan dengan pengkonversi sinyal digital menjadi analog, unit logika dan pencitra data visual. Selain itu, dapat juga digunakan komputer personal yang dilengkapi dengan perangkat lunak untuk transmisi data dan pencitra.

3. Konstruksi Stasiun Dasar Air, SDA.

Kontainer stasiun dasar air ditunjukkan pada gambar 3.1. Kontainer SDA terdiri dari kartu rangkaian elektronik, sensor, transduser akustik, magnet pengarah dan pemberat, dan casing yang tahan tekanan juga kedap air.

4. Kesimpulan

Pengiriman sinyal data bawah air dapat dilakukan melalui sistem komunikasi bawah air, yang memanfaatkan air sebagai media propagasi gelombang akustik. Teknik ini efektif untuk mengatasi gangguan keamanan pada sarana komunikasi seperti serat optik dan kabel koaksial. Teknik pengiriman data dapat dilakukan dengan metoda *polling* atau pengiriman data secara periodik.



Ucapan Terima Kasih

Terima kasih disampaikan pada rekan-rekan yang telah memberikan bantuan berupa koreksi dan diskusi untuk melengkapi dan menyelesaikan tulisan ini.

5. Daftar Pustaka

1. Carlson A. Bruce, "Communication System", International Edition *McGraw-Hill Book Company*, Auckland: 1975.
2. Fischer, F. A, "Fundamental Of Electro-acoustics", Interscience Publisher, Inc, New York, London: 1955.
3. Fink G. Donald dan Donald Christian, *Electronics Enggineer Handbook*, *McGraw-Hill Book Company*, New York: 1986.
4. Ismail Syamsu, "Log Book dan Catatan Penelitian LIPI Komunikasi Bawah Air", Bandung: 2006-2008.
5. Proakis John, "Digital Communications", *McGraw-Hill Book International Ed. EE Series* Boston: 2001.

Pengaruh Ketebalan Lapisan *nanocrystalline* Titanium dioksida (nc-TiO_2) terhadap Karakteristik I-V Dye Sel Surya

Lia Muliani, Totok M.S. Soegandi, Yana Taryana

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Komp. LIPI Gd. 20 Bandung

Tlp. (022) 2502660, Fax. (022) 2504659

Email : lia@ppet.lip.go.id

Abstract

Titanium oxide nanocrystalline (nc-TiO_2) electrode is the key material for Dye Solar Cell (DSC). One of the method to improve the cell efficiencies is to increase the contact between the dye and the incoming light. This can be done by increasing the amount of dye in the electrodes using the thickness of TiO_2 films. In this paper, the influence of nc-TiO_2 films thickness on the I-V characteristics of the DSC will be described. TiO_2 paste was deposited on TCO glass by screen printing technique. The nc-TiO_2 film thickness increased by repeating printing (one to four times printing). The sintering process of nc-TiO_2 was done at 400°C using IR Conveyor Belt Furnace. The process of DSC used N719 as a dye material. The I-V curve characteristics of the DSC were measured by using direct sun light as a light source

Keywords: nanocrystalline TiO_2 , I-V characteristics, Dye Solar Cell

Abstrak

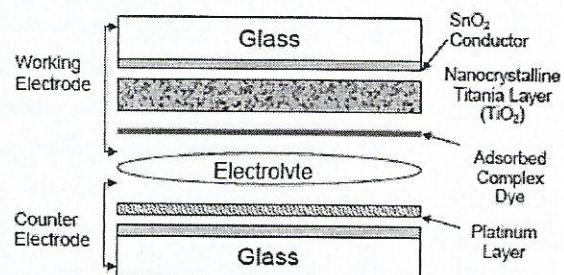
Elektroda nanocrystalline Titanium oksida (nc-TiO_2) adalah material utama pada Dye sel surya. Salah satu cara untuk meningkatkan efisiensi sel adalah menambah kontak antara dye dengan cahaya yang datang. Hal ini dapat dilakukan dengan menambahkan jumlah dye pada elektroda melalui ketebalan lapisan TiO_2 . Pengaruh ketebalan lapisan TiO_2 terhadap karakteristik I-V dye sel surya akan diuraikan dalam makalah ini. Pasta TiO_2 dideposisikan di atas substrat TCO dengan teknik screen printing. Ketebalan lapisan ditambahkan melalui pengulangan printing (1-4 x printing). Proses sintering nc-TiO_2 dilakukan pada suhu 400°C dengan menggunakan IR Conveyor Belt Furnace. Proses dye sel surya menggunakan N719 sebagai bahan material dye nya. Karakteristik I-V dye sel surya diukur menggunakan cahaya matahari sebagai sumber cahaya.

Kata Kunci : nanocrystalline TiO_2 , Karakteristik I-V, Dye Sel surya

1. Pendahuluan

Dye sel surya (Dye Solar Cell, DSC) merupakan sel surya generasi baru yang dibentuk berdasarkan mekanisme *photoelectrochemical*, dimana proses absorpsi cahaya dilakukan oleh molekul dye dan proses separasi muatan oleh bahan inorganik semikonduktor. Sel surya ini pertama dikembangkan oleh Gratzel et.al. pada tahun 1991. Sel surya dengan teknologi ini sangat menjanjikan karena biaya produksi dan materialnya relatif murah. Saat ini di dunia, penelitian dye sel surya terus dilakukan dan dikembangkan untuk menuju komersialisasi. Tim peneliti Dyesol melakukan proyek penelitian DSC untuk komersialisasi dengan target efisiensi sekitar

12% [10]



Gambar 1 : Struktur DSC

Dye sel surya dibentuk dari empat lapisan, yaitu fotoelektroda (*working electrode*), *sensitising dye*, larutan elektrolit dan *counter*

electrode. Struktur DSC ditunjukkan pada gambar.1 [1]

Fotoelektroda adalah lapisan semikonduktor porous yang dideposisikan pada anoda transparan dari bahan *transparent conducting oxide* (TCO). Molekul-molekul dye ditambahkan pada permukaan semikonduktor porous yang berfungsi untuk menyerap cahaya yang datang. Untuk membangkitkan tegangan diberikan larutan elektrolit berupa pasangan redoks I/I_3^- dan lapisan konduktor sebagai *counter electrode* (biasanya lapisan platinum) [1,4].

Salah satu material semikonduktor yang memiliki band gap lebar yang sering digunakan sebagai fotoelektroda pada proses pembuatan DSC adalah Titanium Dioxide (TiO_2). Semikonduktor TiO_2 memiliki band gap sekitar 3,2 eV. Selain memiliki sifat optik yang baik TiO_2 bersifat inert, tidak berbahaya, dan murah [2,4]. Dalam aplikasinya pada DSC, TiO_2 harus memiliki permukaan yang luas agar dye yang teradsorpsi lebih banyak dan dapat meningkatkan arus photon, sehingga material TiO_2 yang digunakan harus bersifat porous dan berstruktur nano (nanocrystalline, nc- TiO_2). Sifat dan karakteristik material nc- TiO_2 sebagai material semikonduktor merupakan salah satu material yang sangat mempengaruhi karakteristik DSC [3,4].

Salah satu cara untuk meningkatkan efisiensi sel sebagai karakteristik DSC adalah menambahkan kontak antara dye dengan cahaya yang datang dengan melalui ketebalan lapisan TiO_2 . Ketebalan lapisan fotoelektroda akan meningkatkan jumlah dye yang dapat terserap dalam lapisan ini. Bahan dye ini nantinya akan menyerap spektrum cahaya yang lebar, sehingga dengan banyaknya jumlah dye maka diharapkan spektrum cahaya yang terserap juga akan bertambah. Ketebalan lapisan nanocrystalline akan meningkatkan rekombinasi muatan antara elektron yang disuntikan dengan bahan elektronaktif yang timbul dari pergerakan elektron

dalam lapisan. Selain daerah permukaan lapisan meningkat dengan penambahan ketebalan lapisan, dan efisiensi sel ditentukan oleh luas permukaan yang besar [3].

Pada penelitian ini dikaji pengaruh ketebalan lapisan nc- TiO_2 terhadap karakterisasi dye sel surya. Ketebalan lapisan diwakili dengan pengulangan deposisi lapisan nc- TiO_2 . deposisi lapisan nc- TiO_2 dilakukan dengan teknik screen printing.

2. Bahan dan Metode

Tujuan dari penelitian ini adalah karakterisasi proses deposisi lapisan nc- TiO_2 sebagai elektrode dengan teknik screen printing. Pengulangan printing dilakukan untuk menentukan ketebalan lapisan nc- TiO_2 yang optimal dalam pembuatan DSC. Pada tulisan ini akan dianalisa pengaruh ketebalan lapisan terhadap karakteristik I-V dye sel surya. Material nc- TiO_2 yang digunakan adalah berupa pasta komersial DSL 18NR-AO dari Dyesol.

Pasta nc- TiO_2 dideposisikan di atas substrat dengan teknik screen printing. Substrat yang digunakan adalah TCO glass yang memiliki resistansi sekitar 30 Ohm, sedangkan screen yang digunakan adalah nylon screen. Ukuran masker sebagai daerah aktifnya adalah 20mm x 20mm.

Ketebalan lapisan nc- TiO_2 ditentukan dengan pengulangan printing. Pengulangan proses printing dilakukan sebanyak 1x printing (A), 2x printing (B), 3x printing (C) dan 4x printing (D). Setiap setelah proses printing, TCO glass yang sudah dideposisikan lapisan nc- TiO_2 , dikeringkan dalam oven pada 100°C selama 5 menit. Kemudian dilakukan kembali proses printing pasta nc- TiO_2 . Parameter proses printing ditentukan yaitu snap off 30 dan tekanan squeegee adalah 20. Setelah proses printing, lapisan nc- TiO_2 yang telah dilapiskan di atas substrat glass TCO, dibakar dalam Conveyor belt furnace pada suhu 400°C selama 15 menit.

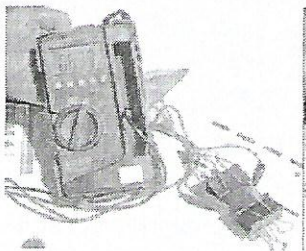
Teknik pewarnaan substrat TCO yang telah dilapisi $nc\text{-TiO}_2$ dilakukan dengan cara pencelupan selama 2 jam pada suhu ruang. Larutan dye yang digunakan adalah bahan Ru, B N719 (Dyesol) dengan konsentrasi 20 mg/100ml etanol, seperti pada Gambar 2. Analisa sifat optik untuk mengetahui pengaruh ketebalan terhadap daya serap lapisan, dilakukan pengukuran absorpsi dengan peralatan Spektrofotometer UV/VIS.



Gambar 2 : Proses pewarnaan

Pembentukan elektroda sebagai katalis dilakukan dengan deposisi pasta karbon melalui teknik screen printing. Substrat TCO yang terlapisi elektroda karbon diletakkan di atas substrat TCO yang terlapisi $nc\text{-TiO}_2$ dengan struktur sandwich, kemudian dijepit dengan klip kedua sisinya. Larutan elektrolit redoks I/I_3^- diteteskan pada ruang antara kedua elektode.

Pengukuran karakteristik DSC dilakukan di ruang terbuka dengan menggunakan sumber cahaya langsung dari matahari (Gambar.3). Intensitas cahaya matahari yang terukur pada saat pengukuran sel adalah 67 mW/cm^2 .



Gambar 3 : Pengukuran Sel

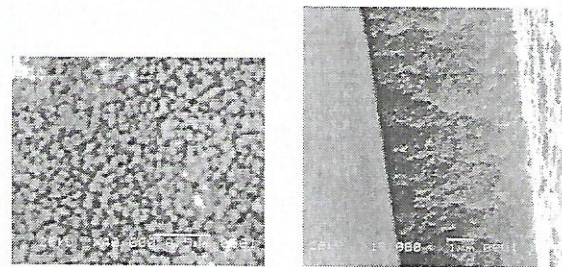
3. Hasil dan Analisa

3.1 Pengukuran Ketebalan Lapisan $nc\text{-TiO}_2$

Ketebalan lapisan $nc\text{-TiO}_2$ merupakan salah satu faktor yang dapat mempengaruhi

karakteristik dye sel surya. Pada penelitian ini ketebalan lapisan TiO_2 didapatkan dengan pengulangan printing 1-4 kali. Secara keseluruhan keempat sel dengan pengulangan printing (1-4 kali) menghasilkan permukaan lapisan yang baik (*smooth*), tidak terjadi crak.

Struktur morfologi lapisan $nc\text{-TiO}_2$ diamati dengan menggunakan SEM terlihat pada Gambar 4.



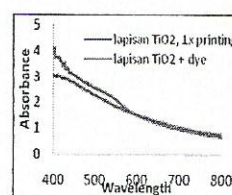
(a)

(b)

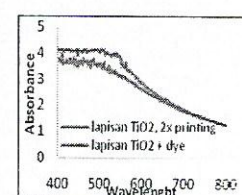
Gambar 4 : Foto SEM lapisan $nc\text{-TiO}_2$, (a) tampak atas, (b) tampak *cross section*

3.2 Analisa sifat Optik

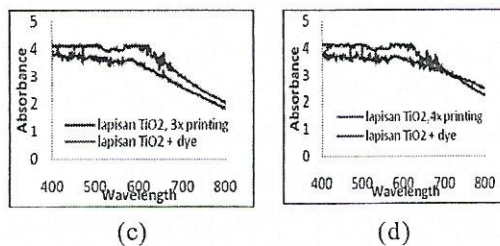
Gambar 5 memperlihatkan plot grafik absorpsi terhadap panjang gelombang dari lapisan $nc\text{-TiO}_2$ dengan variasi ketebalan (pengulangan printing) yang belum diberi dye dan yang sudah diberi dye. Spektrum absorpsinya diukur pada daerah sinar tampak, yaitu panjang gelombang 400 nm 800 nm. Dari keempat grafik tersebut terlihat bahwa penambahan dye akan meningkatkan kemampuan lapisan elektrode $nc\text{-TiO}_2$ untuk menyerap cahaya yang datang. Semakin tebalnya lapisan $nc\text{-TiO}_2$ maka kemampuan elektrode untuk menyerap dye semakin banyak. Dengan banyaknya dye yang terserap maka spektrum cahaya yang terserap akan semakin banyak. Hal ini ditunjukkan pada keempat grafik



(a)



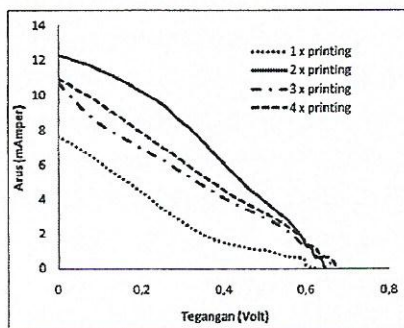
(b)



Gambar 5 : Grafik Absropsi terhadap Panjang Gelombang

3.3 Pengukuran Karakteristik Sel

Untuk mengetahui kinerja sel surya dilakukan pengukuran karakteristik arus-tegangan (I-V) pada kondisi tersinari dengan menggunakan sumber cahaya matahari dengan intensitas terukur 67mW/cm^2 . Gambar 6 dan Tabel 1 menunjukkan karakteristik I-V dye sel surya berdasarkan variasi ketebalan lapisan nc-TiO_2 . Berdasarkan data tabel 1, terlihat bahwa ketebalan lapisan nc-TiO_2 mempengaruhi karakteristik I-V sel yang dihasilkan.



Gambar 6 : Kurva I-V Dye Sel Surya

Tabel 1. Data Karakteristik Dye Sel Surya

Printin g	Voc (V)	Isc (mA)	Vm (V)	Im (mA)	Pmax mW/cm^2	η (%)
1x P	0,63 1	7,6	0,21 2	4,17 3	0,221	0,34 0
2x P	0,64 7	12,3	0,32 1	8,02 5	0,644	0,99 1
3x P	0,68 9	10,7	0,33 7	4,95 6	0,418	0,64 2
4x P	0,68 4	10,9	0,30 7	6,04 3	0,464	0,71 4

Ketebalan lapisan nc-TiO_2 berpengaruh pada peningkatan daerah permukaan lapisan sehingga menambah penyerapan jumlah dye, diharapkan dapat meningkatkan penyerapan spektrum cahaya yang diterima. Selain itu penambahan ketebalan lapisan nc-TiO_2 akan meningkatkan efisiensi sel. Akan tetapi apabila lapisan nc-TiO_2 terlalu tebal akan meningkatkan resistansi seri yang menurunkan karakteristik I-V sel. Dan apabila terlalu tipis akan memperkecil total luas permukaannya sehingga karakteristik selnya kecil. Untuk mendapatkan karakteristik I-V sel baik diperlukan ketebalan lapisan nc-TiO_2 yang optimal. Karakteristik I-V sel yang baik dihasilkan pada ketebalan lapisan nc-TiO_2 dengan pengulangan 2 x printing. Efisiensi pada ketebalan lapisan nc-TiO_2 ini adalah 0,991%. Besarnya ketebalan belum dapat diukur dengan pasti karena keterbatasan alat ukur.

Variasi ketebalan lapisan nc-TiO_2 dilakukan pula oleh Man Gu Kang, Kartini. Hasil penelitian yang dilakukan Man Gu Kang nilai efisiensi terbaik didapat pada ketebalan sekitar 15 mikron sekitar 5,2% [3]. Perbedaan ini dapat dimungkinkan karena bahan dan proses yang berbeda. Sedangkan efisiensi yang terbaik yang dihasilkan oleh Kartini adalah dengan satu kali coating [1]. Ketebalan yang biasa digunakan untuk lapisan nc-TiO_2 adalah berkisar 5 -20 mikron [2].

4. Kesimpulan

Ketebalan lapisan nc-TiO_2 mempengaruhi karakteristik I-V Dye sel surya. Semakin tebal lapisan nc-TiO_2 , maka jumlah dye yang terserap semakin banyak sehingga penyerapan cahaya akan meningkat. Efisiensi sel meningkat dengan bertambahnya lapisan nc-TiO_2 , akan tetapi apabila terlalu tebal maka akan meningkatkan resistansi seri yang menurunkan karakteristik I-V sel. Pada penelitian ini ketebalan lapisan nc-TiO_2 yang optimal dihasilkan pada pengulangan 2x printing dengan efisiensi sekitar 0,991% pada kondisi intensitas cahaya matahari 67mW/cm^2 .

5. Daftar Pustaka

1. Brammer, T., "Nanostructured Titania Dye Sensitized Solar Cells: Study of the effects of variation in the TiO₂ Film Thickness and Dyeing Times", Materi kursus pada Australia research council centre for Functional Nanomaterials., 2004
2. Gratzel, M., "Dye-Sensitized Solar Cells", Journal of Photochemistry and Photobiology C: Photochemistry Review 4, 145-153, 2003.
3. Man Gu Kang*, et.al., "Dependence of TiO₂ Film Thickness on Photocurrent-Voltage Characteristics of Dye-Sensitized Solar Cells", Bull. Korean Chem. Soc, Vo. 25 No.5, 2004
4. Longo, C., De Paoli, M.A., Dye-Sensitized Solar Cells: A Successful Combination of Materials", J. Braz. Chem. Soc., Vol.14, No.6, 889-901, 2003
5. Gutierrez, D., Zumeta, I., Vigil, E., Fenollosa, M.A.H., Domenech, X., Alyon, J.A., 2005 "New Low-Temperature Preparation method of the TiO₂ porous Photoelectrode for Dye Sensitized Solar Cells using UV Irradiation", Journal of Photochemistry and Photobiology A: Chemistry 165-171
6. Callister. W.D., 2000. "Material Science and Engineering" an Introduction., John Wiley & Sons, Inc.
7. Varma, S.C., Garg, V., 2009. "Nano Crystalline Solar Cell – an Approaching Renewable Source of Energy.", Proceeding of International Conference on Energy and Environment., 460-463.
8. Chen. Y.S., Lee. J.N., Tsai. S.Y., Ting. C.C., 2007. "Manufacture of Dye-Sensitized Nano Solar Cells and Their I-V Curve Measurements". Proceedings of ICAM2007.
9. www.nanotechnology.org.au/documents/case.../energy_generation.pdf

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih kepada PPET-LIPI yang telah mendukung dan memfasilitasi kegiatan ini melalui Program DIPA Tematik 2009.

Penguraian Tugas Sinkripsi untuk Kriptografi pada Jaringan Ad Hoc *Decomposition Task of Signcryption for Cryptography in Ad Hoc Networks*

Samuel BETA¹,

Bambang Riyanto², Armein ZR Langi³, Budi Rahardjo⁴

¹Electrical Engineering, Semarang Polytechnic State, Semarang, Indonesia

¹⁻⁴School of Electrical and Informatics, Bandung Institute of Technology, Bandung, Indonesia

¹sambeta332@students.itb.ac.id, ²briyanto@lskk.itb.ac.id, ³armein.z.r.langi@stei.itb.ac.id, ⁴br@paume.itb.ac.id

Abstract

Signcryption is a new method of asymmetric cryptography that fulfills two functions: digital signature and encryption simultaneously. The computation and communication cost in signcryption are lower than in conventional approach (signature-then-encryption). Signcryption is an interesting method that could be implemented in cryptography side of ad hoc network, whose special characteristics are heterogenous host type and computational capability of the node, dynamically changing topology and sporadic connectivity. Regarding those characteristics, signcryption for ad hoc networks need to be decomposed into several divided tasks. Each task might be distributed in some nodes and recombined after. In this paper we present a design of task decomposition of signcryption for cryptography in ad hoc networks.

Keywords : signcryption, ad hoc network, task decomposition

Abstrak

Sinkripsi merupakan sebuah metoda kriptografi tak simetris baru yang melakukan fungsi tanda tangan digital dan enkripsi secara bersamaan. Ongkos komputasi dan komunikasi pada sinkripsi lebih kecil daripada pendekatan konvensional (tanda tangan-lalu-enkripsi). Sinkripsi menarik diterapkan untuk kriptografi jaringan ad hoc yang memiliki karakteristik khusus, seperti: jenis simpul dengan kemampuan komputasi yang heterogen, topologi yang berubah secara dinamis, dan konektivitas yang sporadis. Memperhatikan karakteristik tersebut, sinkripsi untuk jaringan ad hoc perlu diurai menjadi sejumlah tugas terpisah. Setiap tugas dapat disebarkan di sejumlah simpul dan dikumpulkan lagi kemudian. Pada makalah ini, diusulkan sebuah rancangan penguraian tugas sinkripsi untuk kriptografi pada jaringan ad hoc.

Kata Kunci : sinkripsi, jaringan ad hoc, dekomposisi tugas

1. Pendahuluan

Jaringan ad hoc merupakan jawaban atas kebutuhan jaringan komputer dadakan untuk berbagai alasan kepentingan sementara, seperti: situasi darurat, pemulihan pascabencana, operasi sosial, komunikasi khusus, dsb. Karena dadakan dan hanya dibutuhkan untuk suatu keperluan khusus yang temporer, jaringan ad hoc umumnya dibangun di atas infrastruktur yang heterogen, sederhana dan berfungsi sekedarnya.

Kendala yang dihadapi oleh jaringan ad hoc di antaranya adalah ketidakpastian koneksi dan perubahan topologi yang dinamis, karena setiap saat simpul-simpul dalam jaringan dapat tersambung-putus tanpa dapat diramalkan sebelumnya. Selain itu, kesederhanaan dan

keterbukaan sistem membuka celah keamanan informasi yang dilewatkan di atas jaringan ini. Untuk dapat melewatkan informasi di atas jaringan ini dengan aman, terjamin kerahasiaan dan keasliannya, perlu dirancang sistem kriptografi yang cocok dengan karakteristik jaringan ad hoc.

Perancangan sistem kriptografi untuk jaringan ad hoc perlu memperhatikan beberapa hal, yaitu:

- ✓ ongkos komputasi dan komunikasi yang ringan
- ✓ tidak membebani lalu lintas jaringan
- ✓ tidak terkendala dengan keheterogenan jenis dan kemampuan komputasi simpul dalam jaringan

✓ dapat bekerja dalam ketidakpastian koneksi
Metodologi yang dipakai untuk mendapatkan rancangan yang tepat sesuai dengan kondisi di atas:

- Studi pustaka tentang jaringan ad hoc, pencarian metoda kriptografi dengan ongkos yang ringan, dan penguraian tugas.
- Analisis tentang metoda kriptografi yang ditemukan dari hasil studi pustaka agar dapat diterapkan pada jaringan ad hoc.
- Pengembangan tugas kriptografi agar dapat diurai dan dikerjakan secara terdistribusi.
- Perancangan konsep penguraian tugas untuk sistem kriptografi pada jaringan ad hoc.

2. Jaringan Ad Hoc dan Kriptografi

2.1 Jaringan Ad Hoc

Ad hoc adalah kata sifat yang menyatakan hal khusus untuk sesuatu tertentu dan temporer. Dari beberapa definisi, jaringan ad hoc berarti jaringan komunikasi yang dibangun untuk suatu tujuan tertentu [3], bersifat otonomi, dinamis dan transien. Jaringan ini dibangun dadakan karena infrastruktur jaringan yang tersedia dalam kondisi rusak, belum tersedia, tidak mapan atau tidak ingin bergantung pada infrastruktur yang telah ada. Layanan akses tersedia dalam jaringan ini tidak selalu tersambung dengan pusat, sering terpartisi karena setiap saat simpul-simpulnya dapat tersambung-putus tanpa pemberitahuan [4].

2.2 Kriptografi

Hal penting dalam penggunaan sistem kriptografi adalah untuk mendapatkan kepastian bahwa pesan yang disampaikan benar-benar terjamin kerahasiaan dan keasliannya.

Pada metoda kriptografi konvensional, kedua fungsi sistem kriptografi yaitu: tanda tangan digital untuk keaslian dan enkripsi untuk kerahasiaan, dilaksanakan secara terpisah. Banyak terapan saat ini membutuhkan keamanan sistem yang menyediakan fungsi kerahasiaan dan keaslian terpadu, misal: *secure email* (S/MIME),

secure shell (SSH) dan *secure web browsing* (<https://>). Zheng memperkenalkan sinkripsi (*signcryption*) [5] sebagai sebuah metoda kriptografi baru yang melaksanakan fungsi tanda tangan digital dan enkripsi sekaligus secara bersamaan dalam selangkah. Selain dapat meningkatkan derajat keamanan, sinkripsi juga meningkatkan nilai efisiensi dalam hal penggunaan ongkos komputasi (58%) dan beban komunikasi (70%) dibandingkan dengan metoda kriptografi konvensional (tanda tangan-lalu-enkripsi).

3. Sinkripsi

Parameter dan fungsi dalam kriptografi sinkripsi terlihat pada Tabel 1

Tabel 1. Parameter Sinkripsi

Publik	Alisia dan Bobi
p bil. prima besar	x dipilih oleh Alisia bil. bulat $0 < x < (q-1)$
q bil. prima besar faktor dari $p-1$	Kunci Alice
g bil. bulat $0 < g < p$ orde $q \bmod p$	x_a kunci pribadi A bil. acak $1.. q-1$
hash peringkasan searah	y_a kunci publik A $y_a = g^{x_a} \bmod p$
KH peringkasan searah berkunci	Kunci Bob
E enkripsi	x_b kunci pribadi B bil. acak $1.. q-1$
D dekripsi	y_b kunci publik B $y_b = g^{x_b} \bmod p$

Langkah proses sinkripsi untuk mengolah pesan dari Alisia sebelum dikirim ke Bobi:

1. Alisia memilih sebuah nilai x , antara $1.. q-1$
2. Ambil kunci publik Bobi (y_b) dan nilai x , rangkum (*hash*) menjadi K 128bit

$$K = \text{hash}(y_b^x \bmod p) \quad (1)$$

3. Pecah K menjadi kunci 64 bit k_1 dan k_2
4. Alisia menyandi (enkripsi) pesan m dengan kunci k_1 menjadi pesan tersandi (*chiper*)

$$c = E_{k_1}(m) \quad (2)$$

5. Rangkum pesan m dengan kunci k_2 menjadi

$$r = KH k_2(m) \quad (3)$$

6. Hitung nilai s

$$s = [x / (x_a + r)] \bmod q \quad (4)$$

7. Proses sinkripsi menghasilkan 3 parameter c , r , s . Alisia dapat mengirimkan ke Bobi ketiganya bersamaan lewat satu kanal yang sama, atau lewat kanal yang berbeda untuk lebih meningkatkan keamanannya.

Langkah proses desinkripsi untuk membuka pesan dan membuktikan keasliannya, yaitu:

1. Bobi menerima 3 parameter c , r , s dari Alisia. Nilai r dan s , kunci publik A: y_a dan kunci privat B: x_b , parameter publik p dan g , semua dirangkum menjadi K 128 bit

$$K = \text{hash}[(y_a g^r)^{s \cdot x_b} \bmod p] \quad (5)$$

Pecah K menjadi sepasang kunci k_1 dan k_2 , seperti pada sinkripsi

2. Kunci k_1 dipakai untuk mendekripsi pesan tersandi c menjadi pesan asli m .

$$m = D k_1(c) \quad (6)$$

3. Bobi sudah dapat membaca pesan yang dikirim oleh Alisia, namun belum dapat dipastikan keasliannya. Untuk pembuktian keaslian pesan, dibangkitkan parameter recek r' yang akan dicocokkan dengan nilai r yang diterima. Parameter recek dibangkitkan dari pesan m dengan kunci k_2 , seperti dalam proses sinkripsi pada langkah 5 sebelumnya.

$$r' = KH k_2(m) \quad (7)$$

Jika $r' = r$, berarti pesan asli. Jika tidak, berarti pesan telah terjadi perubahan pesan.

4. Rancangan Penguraian Tugas

1.1 Pemetaan Tugas

Persamaan-persamaan sinkripsi (1-4) dan desinkripsi (5-7) dapat divisualisasikan [2] sehingga dapat dipetakan dan diuraikan menjadi sejumlah satuan tugas kecil yang nantinya dapat

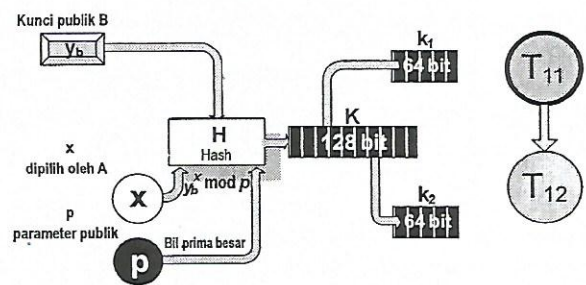
dikerjakan mandiri secara serial maupun paralel. Kaitan antar tugas yang dikerjakan (T_j) dengan tugas sebelum (T_i) dan satuan tugas sesudahnya (T_k) dapat digambarkan dalam bentuk graf tugas.

▪ Sinkripsi

Berdasarkan fungsinya proses sinkripsi dapat diuraikan menjadi empat bagian, yaitu:

✓ Kunci

Dari persamaan (1) $k = \text{hash}(y_b^x \bmod p)$ dapat divisualisasikan seperti terlihat pada Gambar 1 dan dapat diuraikan menjadi dua buah satuan tugas. Satuan tugas T_{11} (prakunci) untuk melakukan perhitungan awal kunci dan T_{12} (kunci) untuk membangkitkan pasangan kunci, terinci dalam Tabel 1.



Gambar 1 : Kunci Sinkripsi
(a) Visualisasi dan (b) Graf Tugas

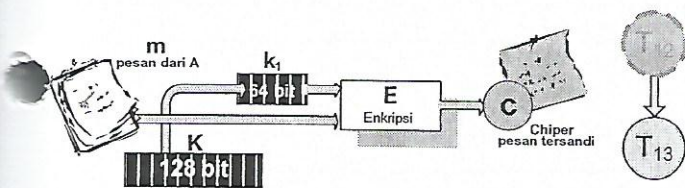
Tabel 2. Satuan Tugas Kunci Sinkripsi

Tugas	Parameter	Uraian
T_{11}	prakunci	menghitung nilai awal kunci
Mas.	y_b x p	kunci publik (dr. Bobi) bilangan bulat (dr. Alisia) bil. prima besar (dr. publik)
Proses	$y_b^x \bmod p$	pemangkat modulo
Kel.	H	hasil (ke T_{12})
T_{12}	pembangkit kunci	membangkitkan pasangan kunci
Mas.	H	hasil prakunci (dr. T_{11})
Proses	$\text{hash}(H)$	peringkas pesan
Kel.	K k_1 k_2	Kunci 128 bit k. 64 bit tinggi (ke enkrip.) k. 64 bit rendah (ke recek)

Rangkaian T_{11} sampai T_{12} dikerjakan secara serial, dapat dilakukan dalam sebuah atau beberapa simpul tergantung ketersediaan sumber daya dan kondisi sistem. Rangkaian ini menghasilkan pasangan kunci 64 bit k_1 dan k_2 untuk diteruskan ke tugas selanjutnya.

✓ Enkripsi

Persamaan (2) $c = E k_1 (m)$ dapat divisualisasikan seperti terlihat pada Gambar 2 dan dijadikan sebuah satuan tugas.



Gambar 2 : Enkripsi

(a) Visualisasi dan (b) Graf Tugas

Tabel 3, satuan tugas T_{13} digunakan untuk menyandikan pesan m dari Alisia dengan menggunakan kunci k_1 (hasil T_{12}). Hasilnya berupa pesan tersandi c siap untuk dikirim ke Bobi.

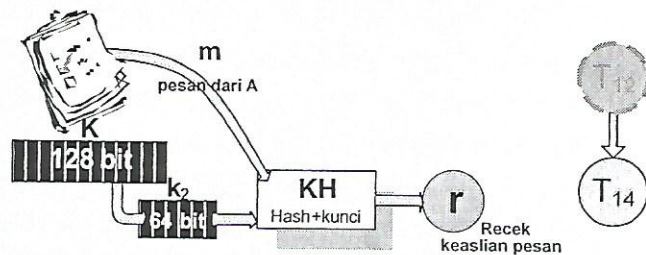
Tabel 3. Satuan Tugas Enkripsi

Tugas	Parameter	Uraian
T_{13}	enkripsi	menyandikan pesan
Mas.	k_1	kunci 64 bit (dr. T_{12})
	m	pesan (dr. Alisia)
	p	bil. prima besar (dr. publik)
Proses	$E(k_1, m)$	enkripsi:
Kel.	c	pesan tersandi (ke Bob)

Satuan tugas mandiri T_{13} dikerjakan setelah T_{12} .

✓ Recek

Persamaan (3) $r = KH k_2 (m)$ dapat divisualisasikan dengan Gambar 3 dan dapat dijadikan sebuah satuan tugas. Satuan tugas T_{14} (recek) membangkitkan parameter pendamping pesan yang menyatakan status keaslian pesan. Definisi tugasnya terdapat pada Tabel 4.



Gambar 3 : Recek pada Sinkripsi

(a) Visualisasi dan (b) Graf Tugas

Tabel 4. Satuan Tugas Recek pada Sinkripsi

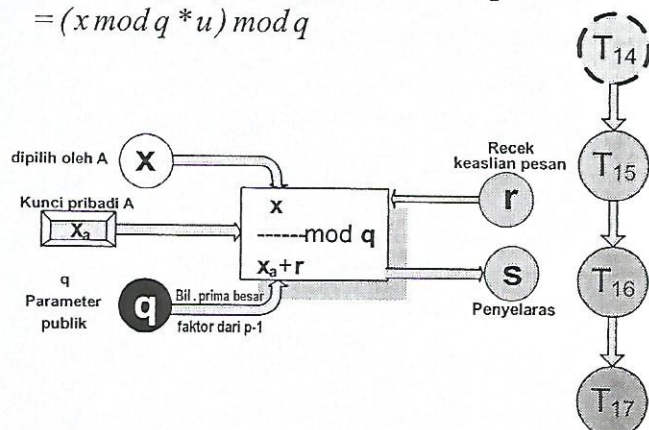
Tugas	Parameter	Uraian
T_{14}	recek	membangkitkan prm. recek
Mas.	k_2	kunci 64 bit (dr. T_{12})
	m	pesan (dr. Alisia)
Proses	$KH(k_2, m)$	peringkas pesan berkunci
Kel.	r	prm. recek 128 bit (ke Bobi)

T_{14} merupakan satuan tugas mandiri yang dikerjakan setelah T_{12} , dapat dikerjakan paralel dengan T_{13} .

✓ Penyelaras

Persamaan (4) $s = [x/(x_a+r)] \bmod q$ dapat diturunkan lebih lanjut:

$$\begin{aligned}
 s &= [x * (r+x_a)^{-1}] \bmod q \\
 &= [x \bmod q * (r+x_a)^{-1} \bmod q] \bmod q \\
 &= (x \bmod q * t^{-1} \bmod q) \bmod q \text{ jika } t=r+x_a \\
 &= (x \bmod q * u) \bmod q \text{ jika } u=t^{-1} \bmod q \\
 &= (x \bmod q * u) \bmod q
 \end{aligned}$$



Gambar 4 : Penyelaras

(a) Visualisasi dan (b) Graf Tugas

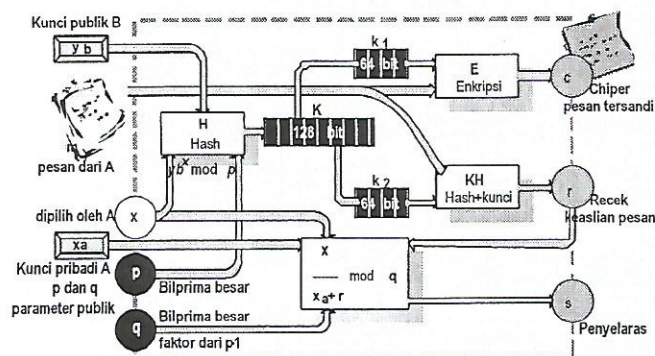
selanjutnya, jika dianggap perlu, bagian ini dapat diurai menjadi tiga buah satuan tugas kecil yang dapat dikerjakan mandiri yaitu: T_{15} , T_{16} , dan T_{17} , seperti terlihat pada Tabel 5.

Tabel 5. Satuan Tugas Penyelaras

Tugas	Parameter	Uraian
T_{14}	penjumlah	menjumlah
Mas.	r x_a	parameter recek (dr. T_{14}) kunci pribadi (dr. Alisia)
Proses	$r + x_a$	penjumlah modulo
Kel.	t	hasil jumlah (ke T_{16})
T_{15}	pembagi mod	membagi modulo
Mas.	t q	hasil jumlah (dr. T_{15}) bil. prima besar (dr. publik)
Proses	$t^1 \bmod q$	pembagian modulo
Kel.	u	hasil bagi modulo (ke T_{17})
T_{16}	pengali mod	mengali modulo
Mas.	x u q	bilangan bulat (dr. Alisia) hasil jumlah (dr. T_{15}) bil. prima besar (dr. publik)
Proses	$(x \bmod q * u) \bmod q$	perkalian modulo
Kel.	s	penyelaras (ke Bobi)

Rangkaian $T_{14} - T_{16}$ pada persamaan (4) dikerjakan secara serial, dapat dilakukan dalam sebuah atau beberapa simpul. Rangkaian ini menghasilkan parameter penyelaras s .

Secara keseluruhan proses sinkripsi dapat dirangkum seperti pada Gambar 5.



Gambar 5 : Proses Keseluruhan Sinkripsi

Desinkripsi

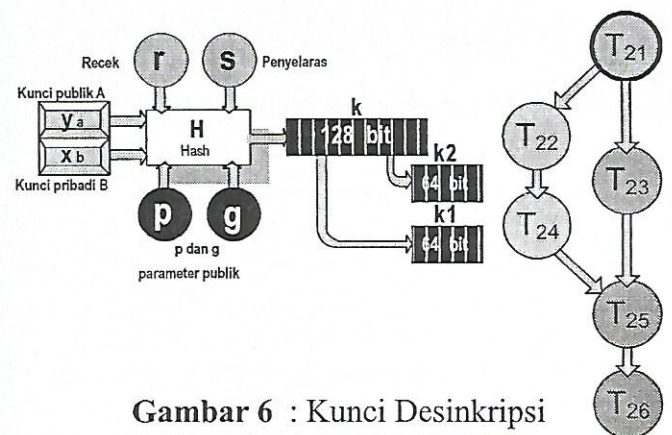
Proses desinkripsi dapat diurai menjadi empat bagian juga, yaitu:

✓ Kunci

Dari persamaan (5) $k = \text{hash} [(y_a \cdot g^r)^{s \cdot x_b} \bmod p]$ dapat dipisah menjadi dua bagian: prakunci dan kunci. Persamaan bagian prakunci dapat diturunkan lebih lanjut:

$$\begin{aligned}
 (y_a \cdot g^r)^{s \cdot x_b} \bmod p \\
 &= (y_a^{(s \cdot x_b)} \cdot g^{r(s \cdot x_b)}) \bmod p \\
 \text{untuk } q : \text{bil. prima faktor } p-1, \\
 \text{maka: (Knuth, 1998)} \\
 &= (y_a^u \cdot g^{ru}) \bmod p \text{ untuk } u = s \cdot x_b \bmod q \\
 &= (y_a^u \cdot g^v) \bmod p \text{ untuk } v = r \cdot u \bmod q
 \end{aligned}$$

Dari penurunan persamaan (5) bagian kunci desinkripsi dapat diurai menjadi enam satuan tugas. Rangkaian $T_{21}-T_{25}$ (prakunci) untuk perhitungan awal kunci dan T_{16} (kunci) untuk membangkitkan pasangan kunci, lihat Tabel 6. Visualisasi bagian kunci desinkripsi dan draft tugasnya terlihat pada Gambar 6.



Gambar 6 : Kunci Desinkripsi
(a) Visualisasi dan (b) Graf Tugas

Tabel 6. Satuan Tugas Kunci Desinkripsi

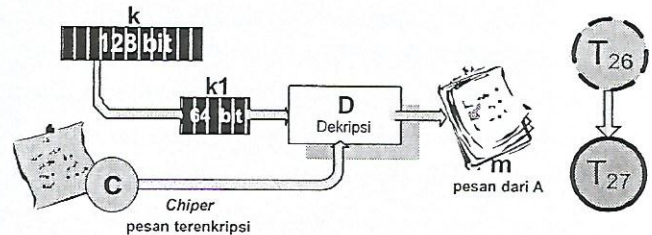
Tugas	Parameter	Uraian
T_{21}	pra-1	menghitung nilai u
Mas.	s x_b q	penyelaras (dr. Alisia) kunci pribadi (dr. Bob) bil. prima besar (dr. publik)
Pros.	$(s \bmod q * x_b \bmod q) \bmod q$	pengali modulo

Kel.	u	hasil (ke T_{22}, T_{23})
T_{22}	pra-2	menghitung nilai v
Mas.	r u q	recek (dr. Alisia) hasil pra-1 (dr. T_{21}) bil. prima besar (dr. publik)
Pros.	$(r \bmod q * u) \bmod q$	pengali modulo
Kel.	v	hasil (ke T_{24})
T_{23}	pra-3	menghitung nilai a
Mas.	y_a u q	kunci publik (dr. Alisia) hasil pra-1 (dr. T_{21}) bil. prima besar (dr. publik)
Pros.	$y_a^u \bmod q$	pemangkat modulo
Kel.	a	hasil (ke T_{25})
T_{24}	pra-4	menghitung nilai b
Mas.	g v q	bil $0 < g < p$ (dr. publik) hasil pra-2 (dr. T_{22}) bil. prima besar (dr. publik)
Pros.	$g^v \bmod q$	pemangkat modulo
Kel.	b	hasil (ke T_{25})
T_{25}	prakunci	menghitung nilai awal kunci
Mas.	a b q	hasil pra-3 (dr. T_{23}) hasil pra-4 (dr. T_{24}) bil. prima besar (dr. publik)
Pros.	$(a \cdot b) \bmod q$	pengali modulo
Kel.	H	hasil (ke T_{26})
T_{26}	pembangkit kunci	membangkitkan pasangan kunci
Mas.	H	hasil prakunci (dr. T_{25})
Pros.	$hash(H)$	peringkas pesan
Kel.	K k_1 k_2	Kunci 128 bit k. 64 bit tinggi (ke enkrip.) k. 64 bit rendah (ke recek)

Satuan tugas prakunci T_{21} - T_{25} dapat dikerjakan masing-masing atau dipadukan menjadi satu. Setiap satuan tugas mandiri dapat dikerjakan di satu atau beberapa simpul secara serial atau paralel. Hasil T_{21} diteruskan ke T_{22} dan T_{23} . Pelaksanaan tugas pada satuan tugas T_{22} dan T_{23} dapat dikerjakan bersama di dua simpul yang berbeda secara paralel. T_{24} dikerjakan berurutan setelah T_{23} . T_{25} mengerjakan hasil T_{23} dan T_{24} , hasilnya sebuah nilai prakunci untuk masukan pembangkit pasangan kunci pada satuan tugas T_{25} . Satuan tugas T_{26} secara berurutan mengerjakan hasil T_{25} untuk membangkit pasangan kunci 64 bit k_1 dan k_2 untuk proses selanjutnya.

✓ Dekripsi

Persamaan dekripsi (6) $m = D_{k_1}(c)$ divisualisasikan dengan Gambar 7 dan dibuat sebuah satuan tugas. Tabel 7: T_{27} digunakan untuk mendekripsi pesan tersandi c yang dikirim dengan menggunakan kunci k_1 (hasil T_{26}). Hasilnya berupa pesan jelas m . T_{27} dikerjakan secara mandiri setelah T_{26} .



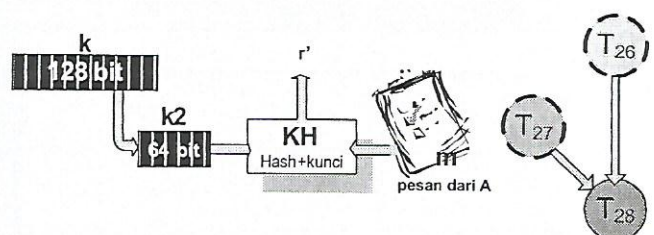
Gambar 7 : Dekripsi
(a) Visualisasi dan (b) Graf Tugas

Tabel 7. Satuan Tugas Dekripsi

Tugas	Parameter	Uraian
T_{27}	dekripsi	mengembalikan ke bentuk pesan jelas
Mas.	k_1 c p	kunci 64 bit (dr. T_{26}) pesan tersandi (dr. Alisia) bil. prima besar (dr. publik)
Proses	$D(k_1, c)$	dekripsi
Kel.	m	pesan jelas (ke Bobi)

✓ Recek

Persamaan (7) $r' = KH_{k_2}(m)$ dapat divisualisasikan dengan Gambar 8 dan dapat dijadikan sebuah satuan tugas. Satuan tugas T_{28} (recek) membangkitkan parameter recek r' untuk dibandingkan dengan parameter recek r yang diterima.



Gambar 8 : Recek pada Desinkripsi
(a) Visualisasi dan (b) Graf Tugas

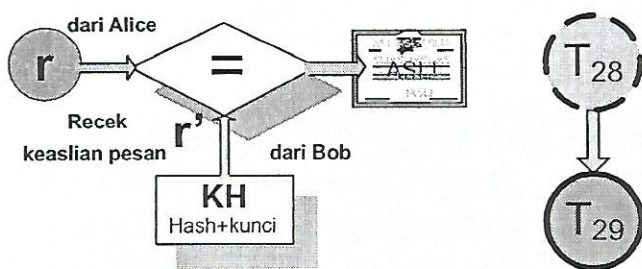
Tabel 8. Satuan Tugas Recek pada Desinkripsi

Tugas	Parameter	Uraian
T_{28}	recek	membangkitkan prm. recek
Mas.	k_2 m	kunci 64 bit (dr. T_{26}) pesan (dr. T_{27})
Proses	$KH(k_2, m)$	peringkasan pesan berkunci
Kel.	r'	prm. recek 128 bit (ke Bobi)

Tabel 8 mendefinisikan T_{28} serta hubungannya dengan T_{26} dan T_{27} pendahulunya. Satuan tugas recek T_{28} merupakan satuan tugas mandiri yang dapat dikerjakan setelah diperoleh kunci k_2 dari satuan tugas pembangkit kunci T_{26} dan pesan m dari satuan tugas dekripsi T_{27} tersedia.

✓ Keaslian

Bagian keaslian, dikerjakan oleh satuan tugas T_{29} , digunakan untuk membandingkan kedua parameter recek r' dengan r , divisualisasikan dengan Gambar 9. Apakah hasilnya sama atau berbeda. Jika sama, maka status keaslian pesan dinyatakan "Asli", jika berbeda dinyatakan "Tidak".



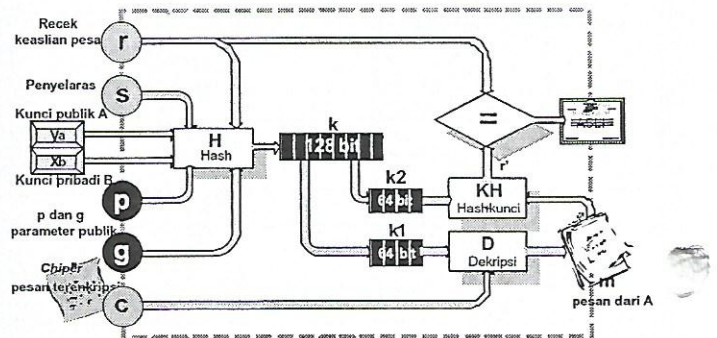
Gambar 9 : Keaslian
(a) Visualisasi dan (b) Graf Tugas

Tabel 9. Satuan Tugas Keaslian

Tugas	Parameter	Uraian
T_{29}	cek keaslian	mencek keaslian pesan yang diterima
Mas.	r r'	prm. recek A (dr. Alisia) parameter recek B (dr. T_{28})
Proses	$r == r'$	pembandingan
Kel.	status	informasi asli/tidak

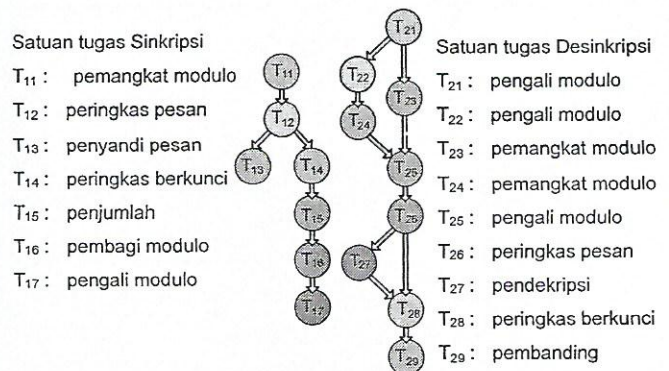
Tabel 9 mendefinisikan T_{29} serta hubungannya dengan T_{28} . Satuan tugas keaslian T_{29} merupakan satuan tugas mandiri yang dapat dikerjakan secara serial setelah parameter recek hasil T_{28} tersedia.

Secara keseluruhan proses desinkripsi dapat dirangkum seperti pada Gambar 10.

**Gambar 10 : Proses Keseluruhan Sinkripsi**

■ Rangkuman Sinkripsi dan Desinkripsi

Secara keseluruhan seluruh satuan tugas yang digunakan dalam proses sinkripsi dan desinkripsi dan graf tugasnya dapat dirangkum seperti terlihat pada Gambar 11.



Gambar 11 : Satuan Tugas dan Graf Tugas
Keseluruhan Proses Sinkripsi-Desinkripsi

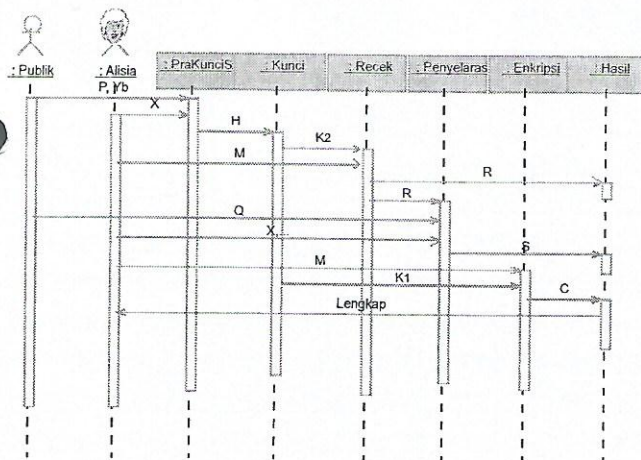
4.2 Rancangan Sistem

Setelah dilakukan penguraian proses sinkripsi-desinkripsi menjadi sejumlah satuan tugas mandiri, selanjutnya dapat dibuat rancangan konseptualnya. Untuk implementasi rancangan dituangkan dalam bentuk UML (Unified Modeling

Language)[1].

Bila dicermati lebih dalam proses sinkripsi-desinkripsi terdapat beberapa fungsi yang sama. Dalam konsep obyek, fungsi yang sama dapat diwujudkan bentuk kelas yang dapat dipakai ulang (*reuseable*). Kelas jenis ini cukup dibuat sekali saja. Kelas-kelas lain dibuat sesuai dengan kebutuhan.

Kelas-kelas yang didefinisikan untuk proses sinkripsi, yaitu:



Gambar 12 : Diagram Sekuen Sinkripsi

• :PraKunciS

Fungsi: penghitung awal kunci sinkripsi. Masukan: bilangan X yang dipilih oleh Alisia, parameter publik P , dan kunci publik Bobi Yb . Hasil: untuk masukan kelas :Kunci.

• :Kunci (kelas pakai ulang)

Fungsi: membangkitkan pasangan kunci 64 bit $K1$ dan $K2$. Masukan: hasil perhitungan kelas :PraKunci. Keluaran: kunci $K1$ (64 bit tinggi) untuk kelas :Enkripsi dan kunci $K2$ (64 bit rendah) dipakai untuk kelas :Recek.

• :Recek (kelas pakai ulang)

Fungsi: membangkitkan R pengecekan keaslian pesan. Masukan: kunci $K2$ dan pesan M . Keluaran: R untuk dikirimkan ke Bobi.

• :Penyelaras

Fungsi: menghasilkan S untuk penyelaras proses sinkripsi-desinkripsi. Masukan: bilangan X dan kunci pribadi Xa , parameter

publik Q , dan parameter recek R . Keluaran: S untuk dikirimkan ke Bobi.

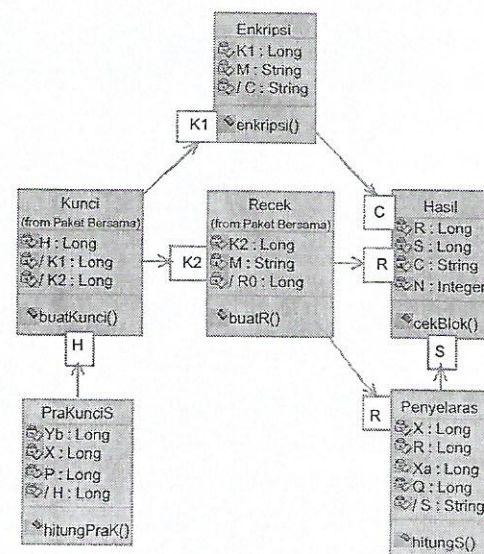
• :Enkripsi

Fungsi: menyandikan pesan M menjadi pesan tersandi C , sesuai algoritma enkripsi yang dipilih. Masukan: kunci $K1$ dan pesan M dari Alisia. Keluaran: C untuk dikirimkan ke Bobi.

• :Hasil

Fungsi: mengecek kelengkapan semua parameter dan pesan tersandi yang akan dikirim ke Bobi dan melaporkan statusnya ke Alisia. Masukan: parameter recek R , penyelaras S , pesan tersandi C . Keluaran: status kelengkapan untuk Alisia.

Hubungan antar kelas yang ada dalam proses sinkripsi dapat ditampilkan dengan UML dalam bentuk diagram sekuen dan diagram kelas, seperti terlihat pada Gambar 12 dan Gambar 13.

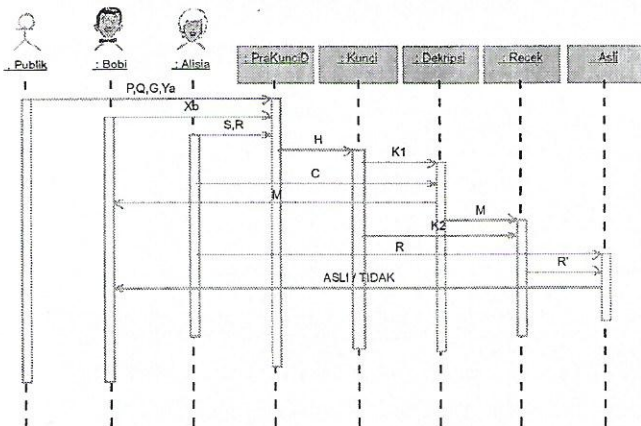


Gambar 13 : Diagram Kelas Sinkripsi

Kelas-kelas yang didefinisikan untuk proses desinkripsi, yaitu:

• :PraKunciD

Fungsi: menghitung nilai awal kunci desinkripsi. Masukan: parameter publik P, Q, G , kunci publik Alisia Ya dan kunci pribadi Bobi Xb , parameter recek R dan penyelaras S . Keluaran: sebagai masukan untuk kelas :Kunci.

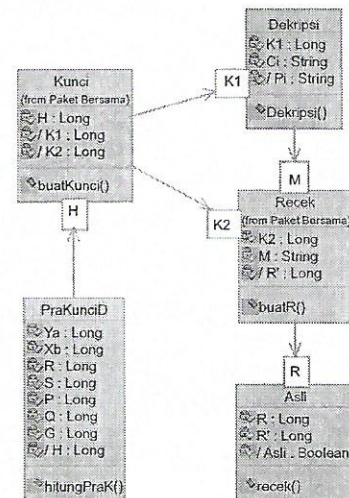


Gambar 14 : Diagram Sekuen Desinkripsi

- **:Kunci** (kelas pakai ulang)
Fungsi: membangkitkan pasangan kunci 64 bit $K1$ dan $K2$. Masukan: hasil perhitungan kelas **:PraKunciD**. Keluaran: kunci $K1$ (64 bit tinggi) untuk kelas **:Dekripsi** dan kunci $K2$ (64 bit rendah) untuk kelas **:Recek**.
- **:Dekripsi**
Fungsi: mengembalikan pesan tersandi C menjadi blok pesan jelas P . Masukan: kunci $K1$ dan pesan tersandi C . Keluaran: pesan jelas P .
- **:Recek** (kelas pakai ulang)
Fungsi: membangkitkan R' untuk mengecek keaslian pesan. Masukan: kunci $K2$ dan pesan M . Keluaran: R' dikirimkan ke kelas **:Asli**.
- **:Asli**
Fungsi: mengecek apakah pesan jelas M yang diterima utuh dan tidak mengalami perubahan. Masukan: R yang diterima dan R' yang dihasilkan dari kelas **:Recek**. Keluaran: status "asli" atau "tidak" untuk Bobi.

Hubungan antar kelas desinkripsi dapat ditampilkan dengan UML dalam bentuk diagram sekuen pada Gambar 14 dan diagram kelas pada Gambar 15.

Setiap satuan tugas dapat dikerjakan secara mandiri, dan terdistribusi pada simpul-simpul dalam jaringan. Pendistribusian dilakukan hanya pada simpul-simpul eksklusif yang dapat dipercaya dan memiliki kemampuan yang memadai. Dengan demikian setiap satuan tugas dapat dikerjakan



Gambar 15 : Diagram Kelas Desinkripsi

dengan aman dan tidak membebani simpul tersebut secara berlebihan. Jika sebuah simpul yang diberi tugas untuk mengerjakan sebuah satuan tugas mandiri tidak dapat memberikan nilai kembali tepat waktunya karena gangguan konektivitas tidak akan menjadi masalah besar. Satuan tugas yang sama dapat dialihkan ke simpul terpercaya lain yang siap.

5. Kesimpulan

Proses sinkripsi-desinkripsi telah berhasil diurai menjadi sejumlah satuan tugas kecil mandiri yang dapat dikerjakan di sejumlah simpul dalam jaringan ad hoc.

Dalam bentuk satuan tugas kecil mandiri, pekerjaan kriptografi yang memerlukan sumber daya komputasi, memori dan jalur komunikasi memadai, kini dapat dikerjakan secara terdistribusi di sejumlah simpul terpercaya. Dengan proses terdistribusi ongkos komputasi dan beban komputasi per bagian menjadi ringan, tidak membebani lalu lintas jaringan karena beban yang dilewatkan kecil, tidak terkendala oleh keterbatasan sumber daya dan keheterogenan perangkat karena beban yang diolah ringan dan dapat didistribusikan sesuai kemampuan sumber daya tersedia, pekerjaan yang tidak tuntas karena problem konektivitas dapat didistribusikan ulang ke simpul lain yang siap.

Selain proses sinkripsi yang diurai, lebih lanjut untuk pemerataan beban satuan tugas agar tidak tergantung besar kecil pesan yang diolah dapat dilakukan pemenggalan pesan. Untuk kelancaran pengelolaan sistem terdistribusi dapat dikembangkan sistem berbasis multi agen.

Daftar Pustaka:

- [1] Boggs, W. dan Boggs, M. (2002): Mastering UML with Rational Rose 2002, SYBEX Inc., Alameda, CA, USA.
- [2] Chkraborty, A., Vardhan, V., Binmalik, S. dan Renji, S. (2004): Indroduction to Signcryption, Technical Report, The University of Birmingham, U.K.
- [3] Karpijoki, V. (2000): Signalling and Routing Security in Mobile Ad hoc Networks, Helsinki University of Technology, Department of Computer Science.
- [4] Lundberg, J. (2004): Routing Security in Ad hoc Networks, Seminar on Network Security, Helsinki University of Technology, Telecommunication Software and Multimedia Laboratory.
- [5] Zheng, Y. (1997): Signcryption or How to Acheive Cost (Signature & Encryption) $\ll$ Cost(Signature) + Cost(Encryption), Advances in Cryptology - Crypto'97 LNCS, Vol. 1294, Springer-Verlag, 165-179.

Perancangan dan Implementasi Antena Mikrostrip Persegi (RMSA) 1B4T Menggunakan Susunan Multiresonator pada Frekuensi 2,4 GHz

Pamungkas Daud, Syamsu Ismail

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI, Bandung
pmkdaud@ppet.lipi.go.id, syamsu@ppet.lipi.go.id

Abstract

This research project is about 1B4T rectangular microstrip antenna (RMSA) designed, implemented, and measurement using stacked multiresonator at frequency 2,4 GHz that operates at the range of 2300 MHz - 2390 MHz of frequency spectrum. Staked multiresonator Method have been proven able to add bandwidth of antenna mikrostrip. One of way to add bandwidth of antenna mikrostrip is with using substrat which thick progressively and small dielectric constant. This microstrip antenna design using a feeding method which called electromagnetically coupled (EMC). By using EMC, the undesirable radiation become smaller and also offers wideband characteristic without some network matching. Ansoft HFSS 9.2 was used as the simulator software at this final project.

Key word : Microstrip antenna, W-LAN, WIMAX, BWA, Stacked multiresonator, Electromagnetically Coupled (EMC)

Abstrak

Pada Penelitian ini dirancang, direalisasikan, dan dilakukan pengukuran terhadap antenna mikrostrip persegi dengan menggunakan metode susunan multiresonator yang bekerja pada frekuensi 2,4 GHz yang memiliki rentang frekuensi (2300 - 2390) MHz. sehingga bandwidth yang dibutuhkan pada tingkat RF sekitar 220 MHz. Metode susunan multiresonator terbuka dapat menambah bandwidth antenna mikrostrip. Hal ini dikarenakan salah satu cara untuk menambah bandwidth antenna mikrostrip adalah dengan menggunakan substrat yang semakin tebal dan permitivitas dielektrik yang kecil. Desain antenna mikrostrip ini menggunakan teknik pencatutan dengan metode electromagnetically coupled (EMC). Pencatutan dengan menggunakan EMC radiasi yang tidak diinginkan menjadi lebih sedikit dan memiliki keuntungan menawarkan karakteristik wideband tanpa beberapa rangkaian matching. Software simulator yang digunakan adalah Ansoft HFSS 9.2.

Kata kunci : Antena Mikrostrip, W-LAN, WIMAX, BWA, stacked multiresonator, electromagnetically coupled (EMC).

1. Pendahuluan

Antena sebagai bagian perangkat dalam komunikasi *mobile wireless*, fungsinya sungguh sangat diperlukan untuk transformasi pada media udara. Antena yang akan dirancang ditujukan untuk aplikasi W-LAN (*Wireless-Local Area Network*). Berdasarkan standart 802.11 b & g, W-LAN mempunyai *range* wilayah frekuensi antara 2.400 MHz - 2.483,5 MHz. Antena ini juga diharapkan akan bekerja dengan baik untuk aplikasi WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) dan BWA (*Broadband Wireless Access*) 2,5 GHz. Untuk WiMAX bekerja pada *range* frekuensi antara 2.300 MHz - 2.390

MHz yang terbagi kedalam 6 kanal pita frekuensi. Sedangkan untuk BWA 2,5 GHz bekerja pada *range* frekuensi 2.500 MHz - 2.520 MHz.

Antena mikrostrip adalah salah satu jenis antena yang memiliki karakteristik yang sesuai dengan kebutuhan diatas. Pada penelitian ini dikembangkan sebuah antenna mikrostrip dengan menggunakan metode susunan *multiresonator*. Modifikasi pada antenna mikrostrip diharapkan akan meningkatkan nilai dari bandwidth dan gain dari antenna yang diaplikasikan untuk antenna mikrostrip *patch* persegi dengan menggunakan bantuan software Ansoft HFSS 9 sebagai simulator. Desain antenna mikrostrip ini

menggunakan metode *electromagnetically coupled* (EMC). Selain itu nantinya juga dibuat *prototype*, agar dapat dilakukan pengukuran secara langsung sehingga dapat dibandingkan antara hasil simulasi dari bantuan software dengan hasil pengukuran di lapangan.

2. Dasar Teori

2.1 Antena PICA

Antena PICA adalah antenna planar pengembangan dari antenna mikrostrip square patch yang mempunyai sifat broadband/bandwidth lebar dengan bentuk dasarnya adalah cone yang dibalik. Antena PICA menawarkan berbagai macam keuntungan, yaitu antenna yang mempunyai bandwidth yang sangat lebar dan pola radiasi direksional. Antena PICA ini juga dilengkapi dengan ground plane sehingga akan mempunyai Gain yang tinggi pula. Frekuensi kerja yang akan dicari pada Penelitian ini adalah 3432 MHz dengan bandwidth minimal 500 MHz atau 14,57% dengan rentang frekuensi dari 3182 MHz sampai dengan 3682 MHz.

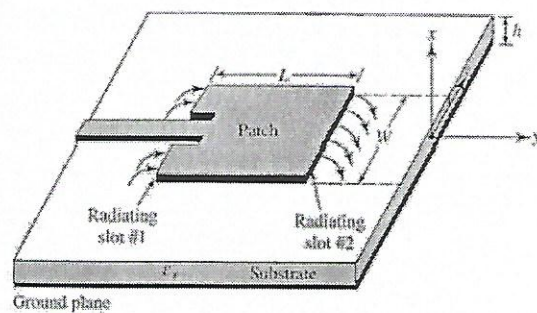
Pada penelitian ini antenna akan menggunakan patch/peradiasi dari tembaga dan ground plane juga dari tembaga. Sedangkan dielektrik yang dipakai adalah udara. Untuk bentuk patch antenna akan dipakai bentuk teardrops/tetes air. Pencatutan akan dimodifikasi dengan EMC L-probe.

2.2 Pendekatan Metode Pemodelan Antena Mikrostrip

2.2.1 Model Saluran Transmisi

Konsep dasar dari model saluran transmisi untuk antenna mikrostrip persegi diilustrasikan pada gambar 2.2, medan listrik dari saluran mikrostrip mendapati perubahan lebar yang sangat drastis antara saluran dengan *patch* (tempelan) antenna. Medan-medan ini menyebar dan menciptakan limpahan medan disepanjang

lebar tempelan. Medan listrik meneruskan perambatannya di sepanjang tempelan seakan-akan melalui saluran transmisi baru, hingga mencapai diskontinuitas di ujung selanjutnya. Disini terjadi pelimpahan medan yang bersifat menyimpan energi listrik. Karena tempelan ini jauh lebih besar dibanding saluran mikrostrip, limpahan medan ini meradiasikan medan elektromagnetik.



Gambar 1 : Antena mikrostrip persegi dan struktur pelimpahan

Komponen medan listrik yang sejajar dengan bidang tanah saling sefasa sehingga komponen memberikan radiasi maksimum di daerah medan jauh pada arah broadside, sementara komponen arah normal yang berlawanan fasa akan saling menghilangkan. Dari kondisi ini, pelimpahan medan sisi tempelan kemudian dianalogikan sebagai dua buah slot ekuivalen tipis dengan lebar mendekati h yang terdistribusi medan listrik uniform sepanjang W dan tegak lurus saluran mikrostrip. Kedua slot terpidahkan oleh saluran transmisi yang memiliki impedansi yang sangat rendah. Pola radiasi antenna mikrostrip persegi selanjutnya bisa dianalisa dari slot ekuivalen.

2.1.1 Model Rongga Resonator

Model rongga dikembangkan oleh Carver dan Lo. Rongga (cavity) merupakan saluran bumbung gelombang (wave guide) yang ujungnya dihubungkan singkat sehingga terjadi gelombang

berdiri disepanjang sakuran. Rongga memiliki sifat mampu menyimpan enegi elektromagnetik dan mengubah energi listrik menjadi energi magnet dan sebaliknya.

Perhitungan matematis model ini lebih sederhana untuk patch yang biasa digunakan (lingkaran) karena memiliki simetri sehingga persamaan gelombang yang diperoleh bisa diselesaikan dengan metode pembedahan variabel.

2.1.2 Teknik Pencatutan EMC (Electromagnetically Coupled)^[2]

Metode ketiga yang pertama kali dikemukakan oleh K.F. Lee, yaitu *feeding* EMC berbeda dengan metode pencatutan yang lain. Metode ini merupakan metoda yang paling menguntungkan karena munculnya radiasi yang mengganggu sangat kecil dan bandwidth yang dihasilkan merupakan bandwidth yang lebih lebar.

2.2 Keunggulan Elemen Parasitik

Keunggulan :

- Multifungsi.
- Mengatur perbaikan kenaikan bandwidth.
- Secara terpisah mengatur keuntungan radiasi dari frekuensi dan atau isolasi polarisasi.
- Memungkinkan berbagai macam konfigurasi untuk kebutuhan tertentu.
- Memungkinkan untuk menggunakan substrat yang berbeda pada elemen parasitik

Keunggulan dari elemen tambahan ini berhubungan dengan meningkatkan performa sedangkan kelemahan berhubungan dengan fabrikasi dan mekanis.

3. Perancangan Antena Mikrostrip

3.1 Penentuan Spesifikasi Umum Antena

Berikut spesifikasi antena yang akan dibuat:

1. Frekuensi kerja : 2,41 GHz
2. Bandwidth : 220 MHz
3. Impedansi : 50 Ω koaksial konektor SMA
4. Pola radiasi : *directional*
5. VSWR : ≤ 2

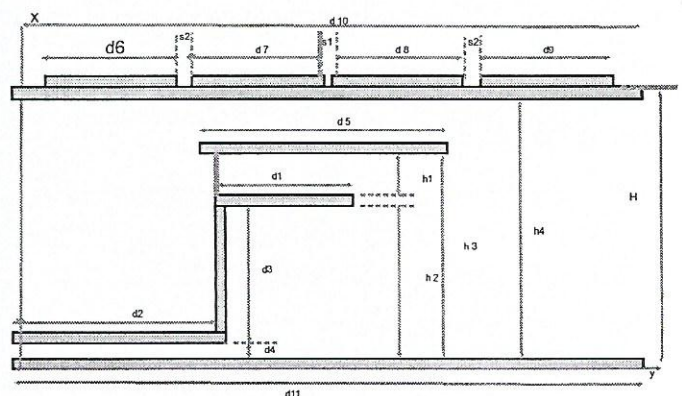
6. Polarisasi : Linier
7. Gain : ≥ 6 dBi

3.2 Karakteristik Bahan

Karakteristik dari material tembaga yang akan digunakan dalam simulasi memiliki permitivitas relatif : 4.4, permeabilitas relatif μ : 0.999991, ketebalan: 1 mm. Antena ini akan tersusun atas dua bagian, yaitu susunan pertama menggunakan substrat dielektrik udara dengan permitifitas relatif (ϵ_r) = 1 Susunan kedua menggunakan substrat dielektrik FR4-epoxy yang memiliki permitivitas relatif (ϵ_r) = 4,4 dan ketebalan 1,4 mm. Dimana dari segi konstruksi diharapkan dapat memenuhi spesifikasi bandwidth yang lebar. Penyangga anantara susunan pertama dan kedua digunakan bahan *teflon* yang dibentuk seperti *scrup*.

3.3 Perancangan Antena pada Software Ansoft HFSS 9.2

Setelah melakukan beberapa kali percobaan sesuai proses pada Gambar 3.1, dengan memasukan nilai beberapa parameter yang telah ditentukan sebelumnya. kemudian didapat ukuran yang memenuhi syarat spesifikasi antena yang ditentukan sebelum-nya dan dapat dilihat pada Gambar 3.2.



Gambar 2 : Dimensi optimal RMSA 1B4T

Tabel 3.1 Dimensi Antena Hasil Simulasi

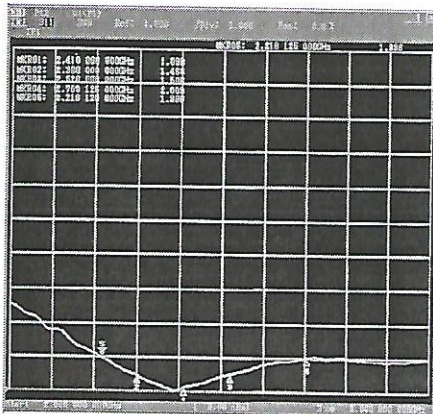
Komponen	Panjang
H	14 mm
h1	2 mm
h2	8,15 mm
h3 (Air Gap)	10 mm
h4 (Air Gap)	13 mm
d1 (L-strip horisontal)	16,5 mm
d2 (Mikrostrip feed line)	34 mm
d3 (L-strip vertikal)	7,15 mm
d4	1 mm
d5 (lebar patch bawah)	37,78 mm
d6,d7,d8,d9 (lebar patch atas)	20 mm
d10 (FR4-epoxy)	100x100 mm
d11 (Groundplane)	100x100 mm
s1	2 mm
s2	4 mm

4. Pengukuran dan Analisis

4.1 Pengukuran Karakteristik Antena

4.1.1 Pengukuran dan Analisis VSWR, Bandwidth Antena

4.1.1.1 Hasil Pengukuran



Gambar 4.3 Grafik hasil pengukuran SWR dan Bandwidth

4.1.1.1 Analisis Hasil Pengukuran

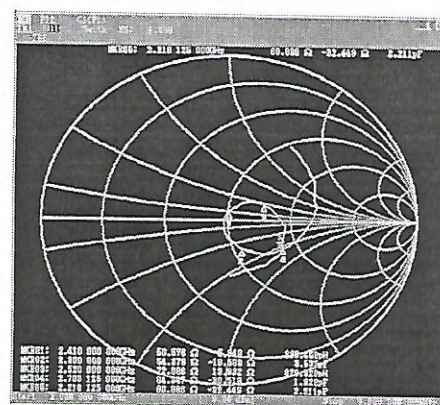
$VSWR \leq 2$ memberikan koefisien pantul 0.333 dengan daya yang dipantulkan sebesar 11.11 % dan daya yang ditransmisikan sebesar 88.89 %. Dari gambar 4.5 dapat dilihat bahwa antena yang direalisasikan memberikan VSWR dan bandwidth antena yang lebih baik daripada hasil simulasi. Hal ini dikarenakan port yang digunakan membantu memperbaiki impedansi dari antena yang dibuat. Pada simulasi, penyangga

antara patch dengan groundplane yang terbuat dari *teflon* tidak diperhitungkan. Pengukuran VSWR pada frekuensi tengah 2410 MHz mengalami penurunan yaitu dari 1,22 menjadi 1,098. Dari hasil pengukuran dengan dibatasi oleh $VSWR \leq 2$, bandwidth antena meningkat dari 467 MHz menjadi 481,875 MHz. bandwidth yang diinginkan (2300 MHz 2520 MHz) adalah 220 MHz.

Walaupun pada realisasi dan simulasi dari antena ternyata ada pergeseran frekuensi tengah. Pergeseran yang terjadi tidak terlalu signifikan. Semua range frekuensi yang diinginkan masih berada dalam bandwidth yang diberikan antena. Pada pengukuran frekuensi bergeser ke frekuensi 2.39 MHz dengan nilai VSWR 1. Sedangkan pada simulasi frekuensi bergeser ke frekuensi 2.38 MHz dengan nilai VSWR 1,204. Hal ini dikarenakan perbedaan dimensi antena pada saat pembuatan. Hasil ukur ini juga menunjukkan bahwa pembuatan antena sudah cukup baik. Kelebihan *bandwidth* tersebut dapat disebabkan oleh konstruksi antena yang bagus.

4.1.2 Pengukuran dan Analisis Impedansi Antena

4.1.2.1 Hasil Pengukuran



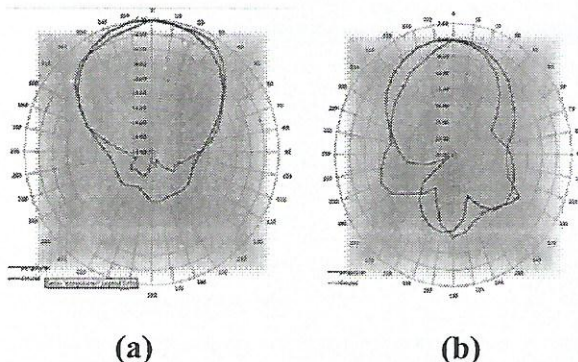
Gambar 4.4 : Grafik hasil pengukuran impedansi

Nilai impedansi yang terukur pada frekuensi tengah 2410 MHz adalah $50,576\Omega$, $5,049\Omega + 333,453\text{ pH}$.

4.1.1.1 Analisis Hasil Pengukuran

Dari pengukuran diperoleh impedansi antena pada frekuensi 2410 MHz sebesar $50,576\Omega$, hal ini sesuai dengan kondisi SWR dan *return loss* yang cukup besar. Nilai *return loss* yang terukur pada frekuensi 2410 MHz adalah $-26,834$ dB. Data ini sesuai dengan konsep hubungan impedansi dengan SWR dan *return loss*, yaitu jika impedansi diperoleh tepat 50Ω maka SWR akan sangat kecil yaitu sekitar 1,00. Artinya pantulan sangat kecil sekali terjadi, dengan kata lain $\tau = 0$, maka $Z_{saluran} = Z_{antena}$. Maka untuk nilai frekuensi dengan nilai mendekati satu maka impedansi yang terukur akan mendekati nilai 50Ω karena saluran transmisi yang dalam hal ini impedansi koaksial alat ukur adalah standar 50Ω .

4.1.1.2 Hasil Pengukuran



Gambar 4.7 Perbandingan Pola Radiasi antara Hasil Simulasi dan Pengukuran, (a). Arah Azimuth, (b). Arah Elevasi

4.1.1.1 Analisis Hasil Pengukuran

Dari hasil pengukuran dan simulasi, terlihat perbedaan pola radiasi baik pada arah azimuth maupun elevasi. Namun jenis pola radiasi hasil pengukuran sesuai dengan yang diinginkan yaitu pola radiasi direksional dimana pola radiasi terkuatnya diarahkan ke satu arah. Pada *mainlobe* arah elevasi, Selain *main lobe*, juga terdapat *back lobe*, dan *side lobe*. Pada bidang azimuth *main lobe* pada pengukuran berbeda dengan simulasi.

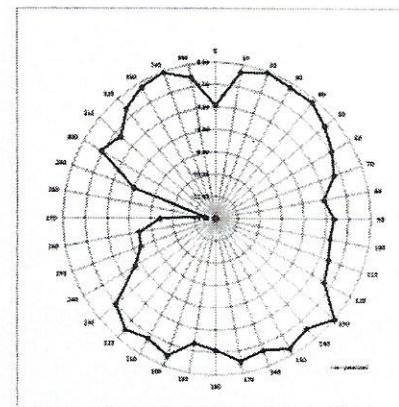
Perbedaannya pada HPBW pengukuran lebih besar daripada HPBW simulasi. Pada pengukuran besarnya HPBW = 88° dan pada simulasi besarnya HPBW = $81,5^\circ$. Sedangkan pada bidang elevasi HPBW pada pengukuran 41° dan pada simulasi 56° .

Beberapa hal yang menyebabkan penyimpangan ini diantaranya yaitu:

- Pada simulasi, diasumsikan pembentukan pola pancarnya berada di suatu ruangan ideal tanpa adanya pantulan dan sumber lain.
- Sedangkan pada pengukuran yang dilakukan, kondisinya ada terlalu banyak sinyal-sinyal yang tidak diinginkan, seperti misalnya sinyal dari BTS disekitar tempat pengukuran.
- Perubahan suhu udara juga turut mempengaruhi perilaku gelombang yang terpancar, akibatnya pada sisi penerima terjadi variasi medan yang cukup besar jika dibandingkan toleransi yang diperbolehkan.

4.1.2 Pengukuran Polarisasi

4.1.2.1 Hasil Pengukuran



Gambar 4.8 Polarisasi hasil pengukuran

4.1.1.1 Analisis Hasil Pengukuran

Dari hasil pengukuran didapatkan daya terima maksimum adalah pada sudut 130° dan daya terima minimum adalah pada sudut $157,5^\circ$. Daya terima maksimum (sumbu mayor) = $-32,63$ dBm = $5,458 \cdot 10^{-7}$ watt

Daya terima minimum (sumbu minor) =
 $-45,63 \text{ dBm} = 2,735 \times 10^{-8} \text{ watt}$

Dengan analisis rasio kuat medan elektrik, maka dapat diketahui tipe polarisasinya.

Rasio kuat medan elektrik (numerik) =

$$= \frac{\text{Mayor}}{\text{Minor}}$$

$$= \frac{\sqrt{P_{\text{ut mayor}} \times 377}}{\sqrt{P_{\text{ut minor}} \times 377}} = \frac{\sqrt{5,458 \times 10^{-7} \times 377}}{\sqrt{2,735 \times 10^{-8} \times 377}} = \frac{14,344 \times 10^{-3}}{3,211 \times 10^{-3}} = 4,468 > 1$$

$$\text{Rasio kuat medan elektrik (dB)} = (10 \log 14,344 \times 10^{-3}) - (10 \log 3,211 \times 10^{-3}) = (-18,433) - (-24,934) = 6,501 \text{ dB}$$

Karena $1 < \text{Rasio kuat medan elektrik (numerik)} < \infty$, maka dari pendekatan hasil polarisasi dengan perhitungan rasio kuat medan elektrik dapat diketahui bahwa AUT berpolarisasi elips. Hasil ini berbeda dengan hasil simulasi yang diharapkan yaitu polarisasi linier. Perbedaan ini disebabkan oleh ruang pengukuran yang bukan ruang tanpa gema, yang mengakibatkan banyaknya sinyal penginterferensi. akan mempengaruhi bentuk polarisasinya.

4.1.2 Pengukuran Gain

4.1.2.1 Hasil Pengukuran

Pengambilan data dilakukan pada frekuensi tengah 2410 MHz. Pada saat pengukuran, nilai level daya yang diterima selalu berubah-ubah. Karena nilai yang didapat dinamik, maka diambil nilai rata-rata dari 10 nilai yang tercatat.

$$\text{Gain} = PAUT(\text{dBm}) - PREF(\text{dBm}) + 2,14 \text{ dBi}$$

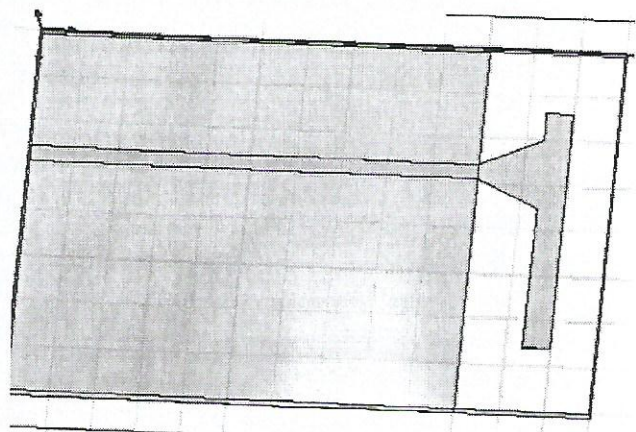
$$= (-28,71) - (-34,649) + 2,14 = 8,079 \text{ dBi}$$

4.1.2.2 Analisis Hasil Pengukuran

Dari hasil pengukuran gain yang terukur adalah 8,079 dBi, hasil ini memiliki selisih sebesar 0,139 dBi dengan gain hasil simulasi yang bernilai 8.218 dBi. Hasil pengukuran dengan simulasi memang berbeda, tetapi selisih hasil simulasi dan pengukuran tidak terlalu jauh. Perbedaan hasil yang didapatkan ini disebabkan oleh beberapa hal yaitu:

- Pada proses pengukurannya menggunakan antenna *dipole sleeve* $\lambda/2$ sebagai antenna referensi dengan mengasumsikan bahwa pembandingan gain antenna terhadap isotropis adalah 2.14 dB. Tetapi tentunya angka pembandingan tersebut merupakan asumsi yang didapatkan dari proses perhitungan secara teoritis dan tidak mungkin di dunia ini ada antenna yang sama persis dengan keadaan teoritisnya.
- Pada simulasi, proses perhitungan gain didapatkan dengan mengasumsikan nilai efisiensi antenna sebesar 100 % dan pengukurannya dilakukan pada suatu keadaan tanpa adanya gelombang pantul yang terjadi.
- Antena referensi yang digunakan dalam pengukuran sangat mungkin sudah mengalami pergeseran gain terhadap antenna isotropis.
- Kesalahan pembacaan level daya yang sangat mungkin terjadi akibat fluktuasi daya terima yang terukur di *spectrum analyzer* juga dapat menjadi penyebab lain dari terjadinya perbedaan antara gain hasil simulasi dan pengukuran.
- Perhitungan gain di simulasi dalam keadaan yang ideal.

4.2 Perbandingan dengan Bentuk Antena Patch Lainnya



Tabel 4.3 Parameter pada antenna mikrostrip dengan satu patch resonator

Parameter	Hasil Pengukuran
Bandwidth (VSWR $\leq$ 2)	335.2 MHz
Pola radiasi	-
Gain	7,377 dBi
Polarisasi	sirkular

Berdasarkan hasil pengukuran antenna lain, maka dapat dibandingkan terhadap antenna yang dibuat dalam Penelitian ini, sehingga diperoleh kesimpulan sebagai berikut :

1. Antena mikrostrip dengan menggunakan subtrat dielektrik akan dihasilkan gain yang rendah dan *bandwidth* yang sempit bila dibandingkan dengan antenna mikrostrip tanpa subtrat dielektrik.
2. Polarisasi yang diperoleh dari antenna mikrotsrip dengan satu patch resonator adalah sirkular, hal ini dikarenakan menggunakan pertubasi (pemotongan) untuk mendapatkan polarisasi yang diinginkan. Sedangkan pada penelitian ini, polarisasi yang dihasilkan elips.
3. *Bandwidth* yang dihasilkan pada penelitian ini lebih lebar dibandingkan dengan antenna mikrotsrip dengan satu patch resonator. *Bandwidth* meningkat sebesar 146.675 MHz atau sekitar 30,44% dari antenna mikrotsrip dengan satu patch resonator.

5. Kesimpulan

1. Metoda FEM pada Ansoft HFSS baik digunakan dalam perancangan antenna, khususnya antenna mikrostrip.
2. Hasil realisasi pengukuran dari VSWR yang dibuat lebih bagus dari hasil simulasi. VSWR menurun sebesar 0,122 dari 1,22 menjadi 1,098. *Bandwidth* yang diperoleh pada SWR $\leq$ 2 adalah sebesar 481,875 MHz pada rentang frekuensi (2218,125-2700) MHz, hal ini sesuai dengan spesifikasi awal yang membutuhkan *bandwidth* sebesar 220 MHz pada rentang frekuensi (2300-2520) MHz.

Impedansi yang diperoleh adalah 50,576 Ω . Gain yang diperoleh adalah 8,18 dBi.

3. *Bandwidth* spesifikasi = 9,129% (220Mhz) dari frekuensi tengah. *Bandwidth* terukur (pergeseran frekuensi tengah) = 8,29% (20Mhz) dari frekuensi tengah. Bw spek > Bw terukur, ternyata adanya ketidaktepatan Bw yang ingin dicapai.

Ketidaktepatannya dapat dicari =

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{(220 \text{ MHz} - 20 \text{ MHz})}{2419 \text{ MHz}} \times 100\% = 8,29\%$$

4. Bentuk pola radiasi yang didapatkan menyerupai direksional
5. Bentuk polarisasi yang didapatkan adalah polarisasi elips (hampir mencapai linear).
6. Antena mikrostrip persegi (RMSA) IB4T jika dibandingkan dengan antenna mikrostrip persegi dengan satu patch multiresonator, *Bandwidth* yang dihasilkan lebih lebar. *Bandwidth* meningkat sebesar 146.675 MHz dari 335 MHz menjadi 481,875 MHz atau sekitar 30,44%.
7. Antena mikrostrip persegi (RMSA) IB4T yang telah dibuat dapat dioperasikan pada aplikasi W-LAN pada range wilayah frekuensi antara 2.400 MHz 2.483,5 MHz, WiMAX pada range frekuensi antara 2.300 MHz 2.390 MHz dan BWA pada range frekuensi 2.500 MHz 2.520 MHz.

6. Daftar Pustaka

1. Kumar, Girish dan Ray, K.P., 2003, "Broadband Microstrip Antennas", London: Artech House Boston.
2. Nurmindha, Riska, "Desain dan Realisasi Antena Mikrostrip dengan Patch Parasitik untuk meningkatkan gain", Penelitian, ITB, Bandung, 2007.
3. S.J., Joo, " Design of Wideband Patch Antennas for PCS and IMT-2000 Service", Technical Feature.
4. Tim, 2006, "Modul Praktikum Antena dan Propagasi S-1 Teknik Elektro", Laboratorium Antena. STT TELKOM. Bandung.

Kompaksi Bahan Magnet Permanen Barium Ferit Anisotrop Nano Partikel dalam Solenoida 0,5 T

Nanang Sudrajat, Novrita Idayanti, Tony Kristiantoro

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Cisit 21/154D Bandung 40135

E-mail : nanang@ppet.lipi.go.id, novrita@ppet.lipi.go.id, tony@ppet.lipi.go.id

Abstract

Research to increase magnetic field strength barium ferrite ($BaFe_{12}O_{19}$) through powder compaction in solenoid 0,5 Tesla have been done. Magnetic powder barium ferrite obtained from sol gel process calcining at temperature 300°C, 700°C and 1000°C. Magnetic powder compaction is done by placing die press engine middle of solenoid flown by dc current to obtain anisotropic single-crystal particle having one way moment. Dies consist of two materials that is head and retainer made from steel which can flow magnetic field and body dies from stainless steel which can resist the magnetic field. Compaction process of magnetic powder in solenoid for sample diameter of 10 mm is done by giving the pressure at 25 kg/cm² with current flowing at solenoid about 10 amperes. Various detention time is arranged at 15 minutes, 30 minutes, and 45 minutes. Magnet characteristic is done by means of Permagraph Magnet Physik and initial magnetic field density is done by means of gauss meter. The best magnetic characteristic of was found for compaction time at 45 minutes for magnetic powder is calcined at temperature 1000°C, with magnetic field density value 330 Gauss, induction of remanence (Br) 1,19 kG, Coercivity (Hc) 5,542 kOe, maximum field intensity (BHmax) 0,33 MGOe and density 2,62 g/cm.

Key Words : *magnetic barium ferrite, Sol Gel Method, Compaction, solenoid*

Abstrak

Telah dilakukan penelitian untuk meningkatkan kuat medan magnet barium ferit ($BaFe_{12}O_{19}$) melalui proses kompaksi serbuk di dalam solenoida 0,5 Tesla. Serbuk magnet barium ferit yang digunakan diperoleh dari proses solgel yang dikalsinasi pada temperatur 300°C, 700°C dan 1000°C. Kompaksi serbuk magnet dilakukan dengan menempatkan dies mesin pres ditengah sebuah solenoida yang dialiri arus dc agar diperoleh partikel kristal tunggal anisotrop yang mempunyai momen satu arah. Dies terdiri dari dua bahan yaitu kepala dan penahan dies terbuat dari besi baja yang dapat menyalurkan medan magnet dan badan dies dari bahan besi *stainless* yang dapat menahan medan magnet. Proses kompaksi serbuk magnet di dalam solenoida untuk sample berukuran diameter 10 mm dilakukan pada tekanan 25 kg/cm² dengan arus yang mengalir pada solenoida 10 amper. Variasi waktu penahanan diatur selama 15 menit, 30 menit, dan 45 menit. Karakteristik sifat magnet dilakukan dengan alat ukur Permagraph Magnet Physik dan densitas medan magnet awal dilakukan dengan alat ukur gauss meter, dimana karakteristik magnet berbanding lurus dengan lamanya waktu penahanan, sehingga yang paling baik adalah hasil kompaksi dengan lama waktu 45 menit untuk serbuk magnet yang dikalsinasi pada temperatur 1000°C, dengan nilai densitas medan magnet 330 Gauss, induksi remanen (Br) sebesar 1,19 kG, Koersifitas (Hc) sebesar 5,542 kOe, kuat medan maksimum (BHmax) sebesar 0,33 MGOe dan densitas sebesar 2,62 g/cm.

Kata Kunci : *Magnet Barium Ferit, Metoda Sol Gel, Kompaksi, Solenoida.*

1. Pendahuluan

Material magnetik adalah suatu material yang banyak digunakan dalam perkembangan teknologi sejak dulu hingga sekarang, karena sifatnya yang dapat menarik, menolak dan mempengaruhi bahan lain. Pada saat ini, banyak komponen peralatan produk teknologi modern yang tergantung pada sifat dan bahan magnetik. Dalam perkembangannya di Indonesia, kebutuhan magnet semakin meningkat setiap tahunnya dan dibutuhkan material magnet dengan sifat magnet yang baik dan harga yang lebih murah.

Magnet permanen ferit, khususnya barium ferit adalah salah satu bahan magnet yang murah dan banyak diperlukan oleh perusahaan elektronika di Indonesia, seperti pada motor listrik DC, speaker, KWH meter, meteran air dan lain-lain. Penggunaan lain yaitu sebagai magnet mainan, *magnetic separator*, *microwave filter* dan aplikasi terakhir ini dapat digunakan sebagai target untuk *thin film magnetic recording media*. Semua kebutuhan magnet tersebut hingga saat ini masih diimport dari luar negeri, sedangkan kebutuhan bahan magnet tersebut terus bertambah dengan semakin tumbuhnya industri elektronika di Indonesia.

Untuk pemakaian yang lebih luas, maka perlu adanya penelitian untuk meningkatkan nilai densitas medan magnet permanen barium ferit. Salah satu proses yang penting untuk diteliti dalam pembuatan magnet permanen barium ferit adalah proses kompaksi serbuk magnet agar menjadi sebuah magnet permanen yang kompak.

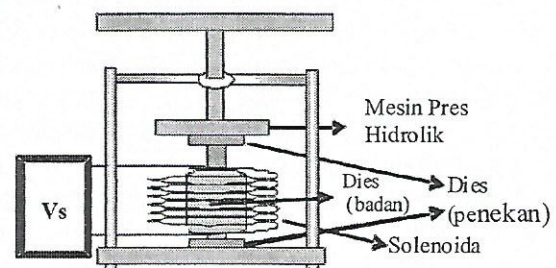
Dalam penelitian ini, sebuah solenoida 0,5 Tesla digunakan dan dipasang pada mesin pres yang melingkupi dies magnet dalam proses kompaksi serbuk magnet, untuk mendapatkan partikel tunggal anisotrop yang mempunyai momen satu arah pada hasil akhir kompaksi. Dan dikaji juga pengaruh waktu kompaksi dalam solenoida selama 15 s.d. 45 menit dengan interval 15 menit untuk masing-masing serbuk magnet hasil kalsinasi pada suhu 300° C, 700° C dan 1000° C dengan tujuan akhir didapatkan magnet

permanen barium ferit dengan harga yang murah dan mempunyai daya magnet yang tinggi dengan waktu proses yang efisien.

2. Fasilitas Proses Kompaksi

Dalam pembuatan magnet permanen, salah satu langkah yang dilakukan adalah proses kompaksi serbuk magnet menjadi padatan sesuai dengan bentuk yang diinginkan. Serbuk magnet didapat dari proses solgel dengan $\text{pH}=4$ dan dikalsinasi pada suhu 300° C, 700° C dan 1000° C. Pada proses kompaksi digunakan sebuah mesin pres semi otomatis hidrolik dengan kekuatan maksimum 250 kg/cm².

Untuk memperbaiki sifat magnetik dari sebuah magnet permanen, maka medan magnet eksternal diberikan pada saat serbuk magnet dipadatkan dalam proses kompaksi. Sebuah solenoida sebagai penghasil medan magnet ditempatkan pada mesin pres dan dies yang akan ditekan oleh mesin pres untuk memadatkan serbuk magnet ditempatkan ditengah-tengah solenoida. Proses kompaksi dalam sebuah solenoida diperlihatkan seperti pada gambar 1.

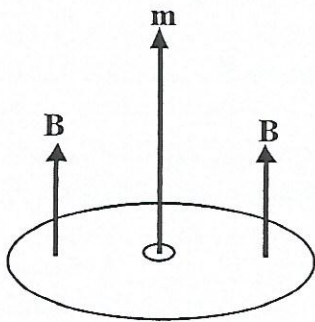


Gambar 1 : Proses Kompaksi dalam Solenoida

2.1 Konsep Pemberian Medan Elektromagnetik Luar

Bahan-bahan feromagnetik yang masih murni (belum terpengaruh oleh medan eksternal) akan memiliki domain-domain momen magnetik yang kuat, tetapi dari satu domain ke domain lainnya mempunyai arah momen yang berbeda-beda, efek total yang dihasilkan adalah bahwa momen-momen tersebut saling meniadakan.

Pada saat sebuah medan eksternal diberikan kepada bahan, domain-domain yang memiliki momen searah medan eksternal akan membesar dan momen yang tidak searah akan berbelok menjadi searah dengan medan eksternal. Akibatnya, medan internal (m) di dalam bahan menjadi jauh lebih besar dari medan eksternal (B) di luarnya seperti diperlihatkan pada gambar 2. Ketika medan eksternal dihilangkan, domain-domain tersebut tidak dapat sepenuhnya kembali ke orientasi awalnya yang relatif acak, dan sebuah medan dipol residu akan tertinggal dalam skala makroskopik di dalam bahan.



Gambar 2 : Pembesaran Medan Internal m akibat adanya Medan Eksternal B

Dengan pemberian medan elektromagnetik luar terhadap serbuk magnet dalam proses kompaksi, serbuk-serbuk magnet dalam padatan yang kompak akan terikat pada satu momen menjadi partikel tunggal anisotrop dan akan memudahkan proses magnetisasi pada hasil akhir magnet permanen barium ferit.

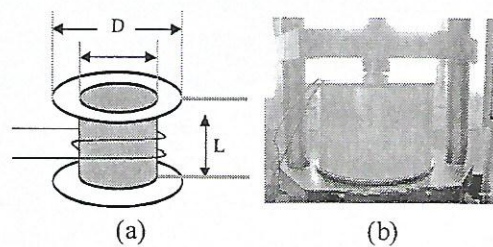
2.2 Solenoida

Solenoida 0,5 Tesla yang digunakan dibuat dari kawat tembaga berisolasi (kawat email) yang dibelitkan pada tabung berbahan isolasi nylon SF6 dan penutup tabung berbahan isolasi pertinak. Ukuran solenoida diperlihatkan pada gambar 3(a), diameter luar (D) = 315 mm, tinggi tabung (L) = 210mm, rongga tengah untuk menempatkan dies (X) = 118 mm. Kawat email yang digunakan berdiameter 2mm, untuk menghasilkan medan

elektromagnetik sebesar 0,5 Tesla dialirkan arus dc maksimum 10 A.

Dalam penelitian ini tidak dilakukan variasi arus untuk mensuplai solenoida, diasumsikan lebih besar medan elektromagnetik yang diberikan terhadap serbuk magnet pada proses kompaksi akan menghasilkan sifat magnetik yang lebih baik. Waktu pengoperasian solenoida hanya dapat berlangsung selama 60 menit secara terus menerus karena panas yang timbul dalam solenoida tidak dapat diredam.

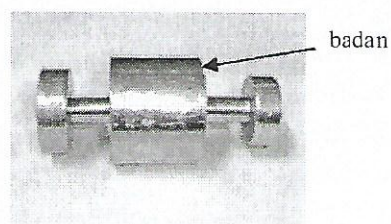
Solenoida 0,5 Tesla ditempatkan pada mesin pres kompaksi terlihat pada gambar 3(b) dengan rongga di bagian tengah sebagai pusat medan elektromagnetik ditempatkan dies yang akan ditekan oleh mesin pres untuk memadatkan serbuk magnet.



Gambar 3 : Ukuran dan Konstruksi Solenoida

2.3 Dies Set

Dies yang digunakan pada penelitian proses kompaksi, berdiameter 35 mm, tinggi 40 mm dan mempunyai diameter rongga tengah 10mm. Berdasarkan hasil pengkajian, untuk penyearahan medan elektromagnetik terhadap serbuk magnet yang dikompaksi, dibuat dies seperti pada gambar 4 yang terdiri dari penekan dies berbahan besi baja dan badan dies berbahan besi stainless.

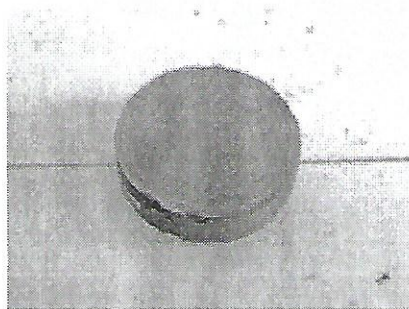


Gambar 4 : Dies Set

Serbuk magnet seberat 0,7 gram ditempatkan pada rongga tengah dies dan dies ditekan dengan tekanan 25 kg/cm² yang dijaga konstan selama 15 s.d 45 menit dalam sebuah solenoida. Dies dibuat dengan permukaan yang halus untuk mendapatkan hasil permukaan magnet permanen yang baik.

3. Hasil Dan Pembahasan

Ada 9 buah magnet permanen barium ferit yang dihasilkan dari proses kompaksi untuk setiap serbuk hasil kalsinasi pada suhu 300°C, 700°C dan 1000°C dengan waktu kompaksi 15 menit, 30 menit dan 45 menit dengan dimensi rata-rata diameter = 10mm, tebal= 3mm, semua ukuran hasil pra sintering. Salah satu magnet permanen hasil kompaksi diperlihatkan pada gambar 5.



Gambar 5: Magnet Permanen Barium Ferit Hasil Kompaksi

Tabel 1. Hasil Pengukuran Densitas Medan Magnet

Suhu Kalsinasi Sample	Densitas Medan Magnet		
	15 menit	30 menit	45 menit
300°C	20 Gauss	30 Gauss	30 Gauss
700°C	136 Gauss	148 Gauss	168 Gauss
1000°C	280 Gauss	330 Gauss	330 Gauss

Hasil pengukuran densitas fluks magnetik (magnet permanen) dengan alat ukur Gauss Meter Yokogawa ditampilkan pada tabel 1. Hasil pengukuran densitas fluks magnetik (magnet permanen) dengan alat ukur Gauss Meter Yokogawa ditampilkan pada tabel 1.

Tabel 2. Karakteristik Magnet untuk kalsinasi serbuk 300°C

Karakteristik Magnet	Waktu Kompaksi		
	15 menit	30 menit	45 menit
Br (kG)	0,08	0,01	0,01
Hc (kOe)	0,835	0,300	0,025
Bhmax (MGOe)	0,00	0,00	0,00
Densitas (gr/cm ³)	2,23	2,13	2,12

Tabel 3. Karakteristik Magnet untuk kalsinasi serbuk 700°C

Karakteristik Magnet	Waktu Kompaksi		
	15 menit	30 menit	45 menit
Br (kG)	0,31	0,31	1,19
Hc (kOe)	5,493	5,425	5,54
Bhmax (MGOe)	0,02	0,02	0,33
Densitas (gr/cm ³)	2,7	2,66	2,62

Tabel 4. Karakteristik Magnet untuk kalsinasi serbuk 1000°C

Karakteristik Magnet	Waktu Kompaksi		
	15 menit	30 menit	45 menit
Br (kG)	0,02	0,21	0,91
Hc (kOe)	4,925	4,950	5,300
Bhmax (MGOe)	0,00	0,01	0,16
Densitas (gr/cm ³)	2,64	2,45	2,4

Dari tabel 1 dapat dilihat bahwa nilai magnet remanen semakin meningkat, begitu juga pada tabel 2 s/d 4, dapat dilihat bahwa karakteristik magnet semakin baik seiring dengan lamanya waktu kompaksi di dalam solenoid. Fenomena ini dapat dianalisa sbb :

Kuat medan elektromagnetik (H) yang dihasilkan solenoida berbanding lurus dengan nilai densitas fluks magnetik (B) yang diterima bahan sebesar :

$$B = \mu \cdot H \text{ Tesla} \quad (1)$$

permeabilitas yang mempunyai nilai induktan per meter dan kuat medan yang mempunyai nilai amper per meter, maka nilai :

$$B = \frac{V \cdot \text{Sec}}{A} \quad (2)$$

dengan nilai tegangan solenoid ($V=\text{volt}$) dan luas permukaan bahan ($A=\text{m}^2$) yang tetap, maka nilai B hanya dipengaruhi oleh waktu.

Karakteristik magnet juga semakin meningkat dengan naiknya temperatur kalsinasi. Dari penelitian sebelumnya juga terjadi demikian. Hal ini disebabkan karena dengan naiknya temperatur kalsinasi, pembentukan senyawa $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ semakin sempurna, sehingga karakteristik magnet semakin baik.

4. Kesimpulan

Dari hasil penelitian ini dapat disimpulkan bahwa proses kompaksi dalam sebuah solenoida akan menghasilkan sebuah magnet permanen anisotrop dengan momen tunggal. Besar medan elektromagnetik dan lamanya waktu kompaksi dalam solenoida akan menghasilkan magnet remanen yang semakin besar dan sifat magnet yang lebih baik. Untuk serbuk yang dikalsinasi pada suhu 1000°C dan dikompaksi selama 45 menit mempunyai nilai yang terbaik yaitu nilai $B_r=1,19\text{ kG}$, $H_c=5,54\text{ kOe}$, $B_{h\text{max}}=0,33\text{ MGOe}$.

Ucapan Terima Kasih

Penelitian ini didanai dari program tematik PPET-LIPI. Ucapan terima kasih kami sampaikan atas kesempatan yang diberikan untuk mempublikasikan hasil penelitian ini.

5. Daftar Pustaka

1. T.M.Mulcahy and J.R.Hull, "Improving sintered NdFeB permanent magnets by powder compaction in a 9 T superconducting Solenoid", *Journal of Applied Physics Hard Magnet Processing and Applications*, Vol.93, 2003.
2. William H.Hayt,Jr., John A.Buck, "Elektromagnetika (terjemahan) Edisi Ketujuh", Erlangga, 2006.
3. B.D.Cullity, C.D.Graham, "Introduction to Magnetic Materials Second Edition", IEEE Press A John Wiley & Sons, INC, 2009.
4. N.Idayanti, Nanang Sudrajat, "Pengaruh Temperatur Kalsinasi terhadap Sifat Magnet Barium Ferit", *Proceeding Jaringan Kerjasama Kimia Indonesia (JASAKIAI)* Yayasan Media Kimia Utama, 2008.

Pengaruh Kelembaban dan Temperatur pada Lapisan Tipis SnO_2 Sebagai Sensor Gas CO

Lilis Retnaningsih dan I Dewa Putu Hermida

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Komp LIPI Bandung

Tlp/Fax : (022) 2504660, (022) 2504659

Email : retna@ppet.lipi.go.id

Abstrack

This paper will describes the effect of humidity and temperature of SnO_2 thin oxide to be applied as CO gas sensor. CO gas sensor consist of a heater, a couple of electrode and a sensitive material sensor based on SnO_2 , the making of SnO_2 tin oxide sensitif layer has been deposited using sputtering technology. The influence of heating the sensor for 10 menit at 200°C has been investigated. The result have shown that SnO_2 tin oxide sensor resistansce and response as stable after have been heated.

Key Words : humidity, temperature, SnO_2 thin okside, gas sensor

Abstrak

Tulisan ini membahas tentang pengaruh kelembaban dan temperatur pada lapisan tipis SnO_2 hasil proses sputtering untuk aplikasi sensor gas CO. Sensor gas terdiri atas sebuah pemanas, elektroda dan lapisan tipis SnO_2 , bahan SnO_2 dilapiskan di atas elektroda sebagai bahan sensitif pada sensor gas. Pengukuran terhadap lapisan tipis dilakukan untuk mengetahui karakteristik kerja dari sensor tersebut. Untuk membedakan pengukuran lapisan tipis SnO_2 langsung dipanaskan kemudian diukur resistansinya sesuai dengan kenaikan suhu. Untuk selanjutnya lapisan tipis SnO_2 dipanaskan terlebih dahulu pada suhu 200°C selama 10 menit. Hasil yang dicapai menunjukkan bahwa, yang dilakukan pemanasan awal memberikan respon yang lebih stabil.

Kata Kunci : kelembaban, temperatur, lapisan tipis SnO_2 , sensor gas

1. Pendahuluan

Dalam teknologi mikroelektronika salah satu teknik yang dibutuhkan dalam fabrikasi divais adalah membuat lapisan tipis suatu bahan metal di atas sebuah substrat. Teknik ini disebut dengan teknik sputtering, dimana teknik sputtering ini dilakukan untuk membuat suatu lapisan tipis SnO_2 di atas sebuah substrat, dimana di atas substrat tersebut sebelumnya telah dibuat heater dan elektroda dengan menggunakan teknologi film tebal. Bahan metal oksida SnO_2 merupakan bahan metal yang dapat dan mudah untuk diproses dengan menggunakan menggunakan teknik sputtering, dengan menggunakan teknik ini maka lapisan tipis yang akan menempel dapat dikontrol

ketebalan yang diinginkan, dan dengan teknik ini maka penempelan lapisan akan lebih kuat. Melalui pengamatan SEM kristal dapat dilihat sebagai kumpulan butiran (grains). Kristalinitas material oksida bisa tinggi apabila grainnya besar, begitu pula sebaliknya. Grain ini dalam pertumbuhannya "terhenti" oleh pertumbuhan grain yang lain. Batas antara ini disebut batas butir (grain boundary). Pada sensor gas terjadinya batas butir inilah yang mengambil peranan. *Chemisorbed* oksigen terjadi pada batas butir ini dikarenakan permukaan energi pada batas butir yang lebih tinggi dari kristal, oksigen lebih mudah terdifusi dan terabsorb ke daerah batas butir. Pada tulisan ini yang utama dibahas adalah pengujian hasil

proses fabrikasi sensor gas terhadap lapisan tipis SnO_2 dan pengaruhnya terhadap perubahan kelembaban udara beserta analisa data yang dihasilkan. Pengujian pada sensor secara keseluruhan dilakukan untuk mengetahui tanggapan sensor berupa perubahan nilai resistansi sensor terhadap gas CO pada temperatur tertentu.

2. Eksperimen

Perancangan sensor dilakukan dengan teknologi film tebal, salah satu yang perlu diperhatikan dalam pembuatan sebuah sensor adalah sensor tersebut harus mempunyai sensitivitas yang baik. Pada umumnya perubahan resistivitas material sensor ketika bereaksi dengan gas dipengaruhi oleh reaksi atom-atom oksigen di udara dengan atom-atom oksigen dipermukaan lapisan sensor.

Tahapan awal proses fabrikasi adalah pembuatan pemanas (*heater*) dan elektroda dengan menggunakan teknologi film tebal. Bahan yang digunakan untuk pembuatan heater dan elektroda adalah Ag (perak). Pelapisan bahan sensitif SnO_2 dilakukan dengan teknik sputtering, dimana kondisi proses dan daya yang digunakan adalah 100W, tekanan gas argon sekitar 15 mmTorr, dengan kondisi suhu proses 250°C . Hasil proses yang diperoleh adalah ketebalan lapisan sensitif yang berbeda.

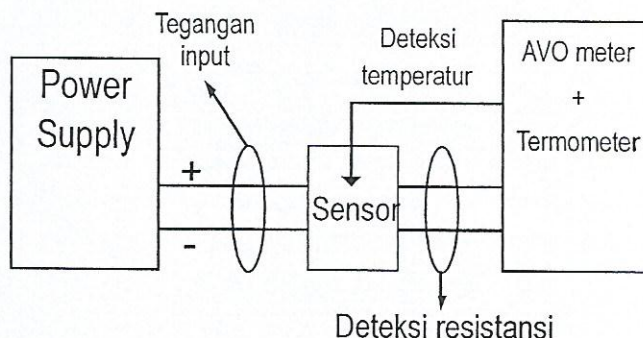
Tabel 1 : Bahan dan Lama Pelapisan

Bahan	Waktu	R pada suhu $26,6^\circ\text{C}$
SnO_2 (a)	60 menit	1,2 k Ohm
SnO_2 (b)	120 menit	514 Ohm

Dari hasil proses tersebut akan diukur bagaimana pengaruh pemberian suhu awal sebelum dilakukan pengukuran terhadap perubahan resistansi dan dibandingkan terhadap tanpa pemberian suhu awal.

Adapun peralatan dan alat ukur yang digunakan adalah sebagai berikut :

- Sumber arus searah (*Kenwood Regulated Power Supply* tipe PD18-30AD).
- Multimeter digital (*Sanwa Digital Multimeter* PC100)
- Thermometer digital (*Lutren TM-914C*).



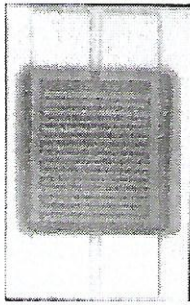
Gambar 1: Skema pendeteksian temperatur dan resistansi pada divais sensor

- Rangkaian pengujian disusun seperti dalam Gambar 1. Sumber arus searah diberikan untuk menghasilkan panas pada heater yang selanjutnya merubah resistans sensor.
- Nilai temperatur awal (T_c) diukur pada temperatur ruangan saat pengujian, dan pada udara bersih.
- Pengujian dilakukan terhadap 2 sensor yang berbeda.

3. Hasil dan Analisa

Pada pengukuran pertama lapisan sensitif sensor tidak dipanasi terlebih dahulu, setelah temperatur meningkat perubahan resistansi langsung diukur. Sedangkan untuk pengukuran kedua lapisan sensitive dipanasi sampai suhu 200°C selama 10 menit, kemudian didinginkan sampai suhu kamar, lalu temperaturnya dinaikkan kembali sambil diukur perubahan resistansinya.

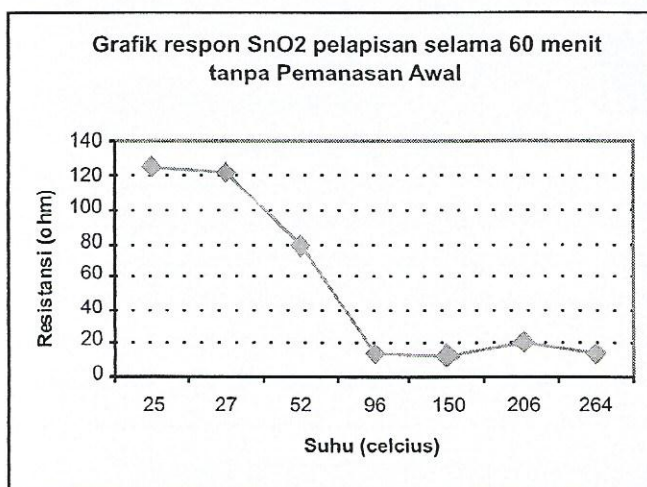
1. Pengujian Perubahan Resistansi Sensor terhadap Perubahan Temperatur untuk Bahan Sensitif SnO_2 Selama 1 Jam (a)



Gambar 2 : Sensor yang dilapisi bahan sensitif SnO_2 selama 1 Jam

Tabel 2 : Perubahan resistansi sensor terhadap temperatur untuk bahan sensitif SnO_2 pelapisan 1 jam *tanpa pemanasan awal*

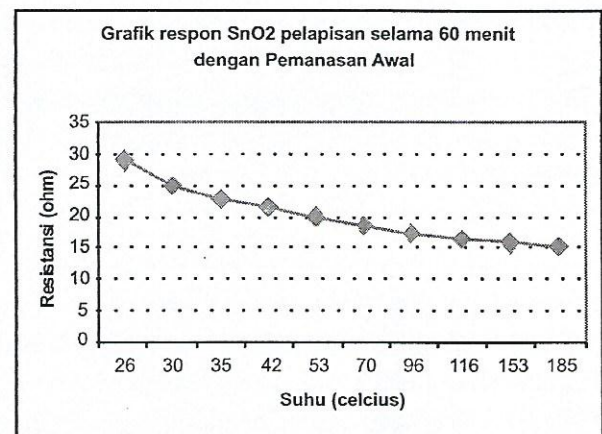
Tegangan (V)	Resistansi (Ω)	Suhu ($^{\circ}\text{C}$)
0	125	25
1	122	27
2	79	52
3	14	96
4	13	150
5	21	206
6	14	264



Gambar 3 : Grafik tanggapan perubahan resistansi Sensor terhadap perubahan temperatur untuk SnO_2 Pelapisan 1 jam

Tabel 3 : Perubahan Resistansi Sensor terhadap Temperatur untuk Bahan Sensitif SnO_2 Pelapisan 1 Jam *dengan pemanasan Awal*

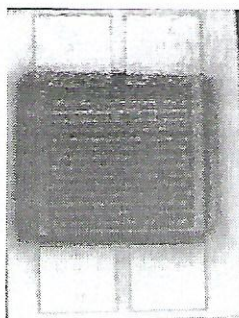
Tegangan (V)	Resistansi (Ω)	Suhu ($^{\circ}\text{C}$)
0	29	26
0,5	25	30
1	23	35
1,5	21.5	42
2	20	53
2,5	18.5	70
3	17.5	96
3,5	16.5	116
4	15.7	153
4,5	15	185
5	16.5	204
5,5	18.5	240



Gambar 4 : Grafik tanggapan perubahan Resistansi Sensor terhadap Perubahan Temperatur untuk SnO_2 Pelapisan 1 jam

Dapat dilihat dari hasil pengukuran pada ke dua tabel di atas ada perbedaan grafik. Perbandingan hasil grafik pada gambar 3 dengan hasil grafik pada gambar 4 adalah grafik 4 cenderung lebih linier, hal ini terjadi karena pada pengukuran yang ke -2 dilakukan pemanasan terlebih dahulu, sehingga kelembaban lapisan sensitifnya lebih terjaga.

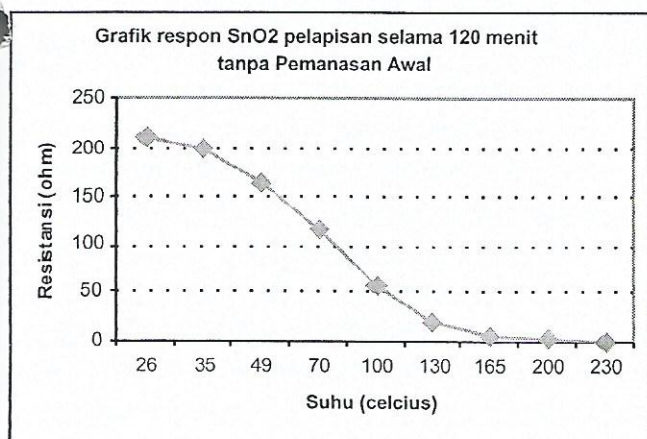
2. Pengujian Perubahan Resistansi Sensor terhadap Perubahan Temperatur untuk Bahan Sensitif SnO_2 Selama 2 Jam (b)



Gambar 5 : Sensor yang Dilapisi Bahan Sensitif SnO_2 Selama 2 Jam

Tabel 4 : Perubahan Resistansi sensor terhadap temperatur untuk bahan sensitif SnO_2 Pelapisan 2 Jam *tanpa pemanasan awal*

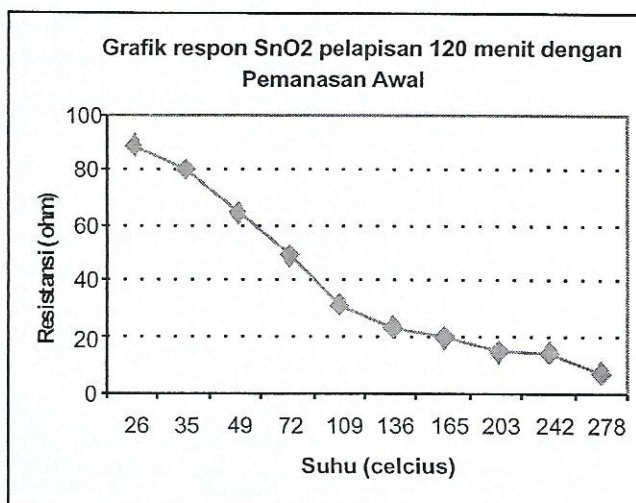
Tegangan (V)	Resistansi (Ω)	Suhu ($^{\circ}\text{C}$)
0	212	26
0,5	200	35
1	164	49
1,5	116	70
2	57	100
2,5	20	130
3	6,8	165
3,5	2	200
4	0.2	230



Gambar 6 : Grafik tanggapan perubahan resistansi Sensor terhadap perubahan temperatur untuk SnO_2 Pelapisan 2 jam

Tabel 5 : Perubahan Resistansi Sensor terhadap Temperatur untuk Bahan Sensitif SnO_2 Pelapisan 2 Jam *dengan pemanasan awal*

Tegangan (V)	Resistansi (Ω)	Suhu ($^{\circ}\text{C}$)
0	89	26
0,5	80	35
1	65	49
1,5	49	72
2	32	109
2,5	23	136
3	20	165
3,5	15	203
4	14	242
4,5	7	278



Gambar 7 : Grafik tanggapan perubahan resistansi Sensor terhadap perubahan temperatur untuk SnO_2 Pelapisan 2 jam

Dapat dilihat dari hasil pengukuran pada ke dua tabel di atas ada perbedaan grafik. Perbandingan hasil grafik pada gambar 6 dengan hasil grafik pada gambar 7 adalah grafik 7 cenderung lebih linier, hal ini terjadi karena pada pengukuran yang ke -2 dilakukan pemanasan terlebih dahulu, sehingga kelembaban lapisan sensitifnya lebih terjaga.

Pada lapisan sensitive SnO_2 , jika tidak dilakukan pemanasan awal sebelum pengukuran, maka lapisan sensitive akan mengandung banyak butiran uap air yang menyebabkan pengukuran tidak stabil. Untuk hal tersebut maka pemanas atau heater sangat berperan penting untuk menghilangkan uap air yang menempel pada permukaan lapisan sensitif tersebut.

4. Kesimpulan

1. Dari hasil pengujian menunjukkan bahwa nilai perubahan resistansi yang dilakukan dengan pemanasan awal sebelum pengukuran menghasilkan nilai perubahan resistansi yang lebih stabil dibandingkan dengan pengukuran yang sebelumnya tidak dilakukan pemanasan awal.
2. Dari hasil pengujian terhadap lapisan sensitif, respon dari perubahan resistansi menunjukkan hasil yang linier, sehingga sensor tersebut dapat bekerja baik.

Ucapan Terimakasih

Kegiatan penelitian ini dilakukan dalam rangka melaksanakan program kegiatan DIPA di PPET - LIPI. Penulis ucapkan terimakasih kepada

Puslit PPET - LIPI yang telah memberikan fasilitas dan kepada rekan-rekan atas kerjasamanya.

5. Daftar Pustaka

1. Barsan, N., Stetter, J. R., Findlay, Jr., M. & Gopel, W., "High-performance gas sensing of CO: comparative tests for semiconducting (SnO_2 -based) and for amperometric gas sensors", *Analytical Chemistry*, vol. 71, 1999, pp. 2512-2517.
2. Moseley, P. T., 'Thick-film semiconductor gas sensors', in *Thick Film Sensors*, ed. M. Prudenziati, Elsevier Science, Amsterdam, 1994, pp. 289-311.
3. Mochida, T., Kikuchi, K., Kondo, T., Uono, H. & Matsuura, Y., "Highly sensitive and selective H_2S gas sensor from r.f. sputtered SnO_2 thin film", *Sensors and Actuators B*, vol. 24-25, 1995, pp. 433-437.
4. Ivanov, P.T., Blanchard, Xavier, C., "Design, Fabrication and Characterization of Thick Film Gas Sensor" PhD thesis, *Departament d'Enginyeria Elèctrica i Automàtica*, Tarragona, Spain, 2004.

Design and Simulation of A High Performance Low Noise Amplifier for FM-CW Radar

Mashury Wahab

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET-LIPI)

Komplek LIPI, Jl. Sangkuriang, Bandung-40135

Email: mashury@ppet.lipi.go.id

Abstract

A design and simulation of a high performance low noise amplifier (LNA) are presented in this paper. This LNA is a part of the front end of a frequency modulated continuous wave (FM-CW) marine Radar. The LNA should have a low noise figure and high stability. The required gain is about 20 dB with a noise figure of less than 2 dB. Some design considerations and design steps for this LNA are described. The design of the LNA is verified through a simulation and analysis using LINC 2 software. Some simulated results are presented to show that the designed LNA meets the requirements for the marine radar.

Keywords: design, simulation, LNA, FM-CW Radar, noise figure, and high stability.

Abstrak

Dalam tulisan ini dipaparkan desain dan simulasi dari sebuah penguat derau rendah (low noise amplifier = LNA). LNA ini merupakan salah satu bagian dari bagian akhir Radar FM-CW. LNA ini harus memiliki nilai noise figure (NF) yang rendah dan stabilitas yang tinggi. Nilai penguatan yang diinginkan adalah sekitar 20 dB dengan tingkat NF kurang dari 2 dB. Beberapa pertimbangan desain dan langkah-langkah desain untuk LNA ini dijelaskan dalam tulisan ini. Desain dari LNA ini diverifikasi melalui simulasi dan analisa dengan menggunakan perangkat lunak LINC 2. Beberapa hasil simulasi dipresentasikan untuk memperlihatkan bahwa hasil desain LNA kami memenuhi persyaratan untuk Radar maritim.

Kata Kunci : desain, simulasi, LNA, Radar FM- CW, noise figure, dan stabilitas tinggi

1. Introduction

Surveillance and navigation of Indonesian waters, which consist of more than 17.000 islands and two third of them are seas, will be greatly helped by the use of a marine Radar. High transmitted power Radars on coastal areas can be used to monitor the seas up to tens of nautical miles or until the border of economic exclusive zone [5, 6, 7]. At the moment, an FM-CW Radar called ISRA (Indonesian Surveillance Radar) for a coastal surveillance is under development and one of the primary researches main at the PPET-LIPI.

An FM-CW Radar block diagram is depicted on Figure 1 [5, 6, 7]. Radar system comprises two main parts: transmitter and receiver. Results of

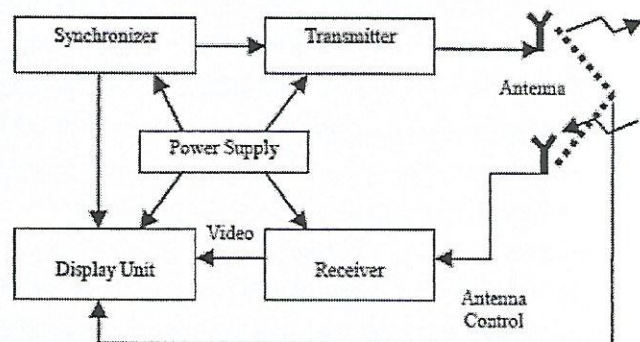


Figure 1 : Block Diagram of FM-CW Radar System.

detection are shown on Radar display unit, where this unit processes the received signals into information that can be interpreted easily by the

users. There are two antennas: antenna for transferring transmitted signals into electromagnetic waves and electromagnetic waves into received electrical signals. Antenna control has a function of synchronizing the antenna movement with the scanning movement on the display unit. Synchronizer adjusts the transmitted signals with the required display of objects.

As it can be shown in Fig. 1, LNA is an important part of the front end of the Radar receiver. This LNA amplifies the received signals before being filtered and down-converted. The LNA should have a high sensitivity and has to be able to amplify the received signals at a very low level of amplitude without increasing the noise level [1, 2, 3]. A high performance LNA, which has a high dynamic range and sensitivity with a low noise figure, contributes to the high accuracy of the radar detection.

Currently, an imported LNA module for Radar applications costs expensive because it has high requirements. High labor costs in Europe and US also contributes to the high price of LNA. Therefore, own-developed LNA module at our PPET-LIPI can significantly reduce the Radar development cost. PPET-LIPI has sufficient facilities to develop the LNA module. The active components, i.e., transistors or amplifier ICs, are commercially available in the market.

2. Design Considerations

There are some considerations that has to be taken into account in designing the LNA. These important considerations are [1, 2, 3]:

- The stability factor $K \gg 1$
- Input and the output match to the source and the load, where the impedance is $50 \Omega + j0$.
- $VSWR < 2.00:1.00$
- Noise figure must be reduced as low as possible
- The LNA can be single stage and multi stage, which requires interstage matching
- An insulator should be inserted at the input, and the interstage.

3. LNA Design

Before designing the LNA, specifications must be defined. The specifications are as follows:

- Noise Figure: max 2 dB
- Gain: about 20 dB
- Daya output: max 25 dBm
- Impedance: 50 ohm
- VSWR: max 1.5
- Maximum input level, Pin Max: 5 dBm
- Input and output impedance: 50 ohm
- Desired working frequency: 9.370-9.430 GHz

LNA design was performed using a RF design software called LINC2 from Applied Computational Sciences (ACS) [4]. This software has a capability of analyzing and synthesizing RF circuits based on the input and output parameters. The RF circuits can be implemented using lumped elements, active components and microstrip. Performance improvement can be done via optimization feature of this software.

4. Simulated Results

In this section we present some simulated results on the LNA design. The schematic of this LNA design was generated using synthesis facility of the LINC software.

Figure 2 shows a schematic diagram of the LNA. The LNA has an input and output matching to the load and source of 50 ohm. The matching stages have been converted into microstrip lines with a substrate of duroid 5880. This substrate has a permittivity factor of 2.3. This substrate is suitable for RF applications in a high humidity environment.

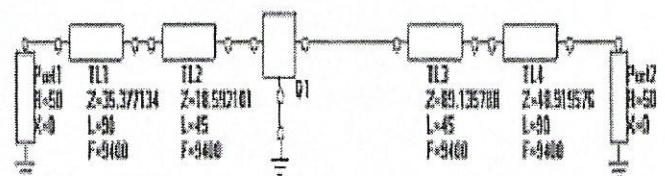


Figure 2 : Schematic Diagram of LNA.

The performance of S21 (forward gain) and S11 (return loss) are depicted on Figure 3. In this figure, the gain of LNA for the frequency range of 9,370-9,430 MHz is achieved at about 20 dB. Although the maximum gain is not achieved at this frequency range, where the maximum gain is about 21 dB at 9 GHz, the lowest level of S11 is achieved within this frequency range. This shows that the LNA design results in the expected performance.

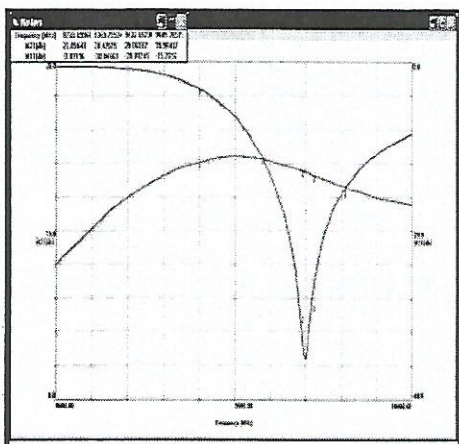


Figure 3 : The gain S21 and return loss S11 of the LNA.

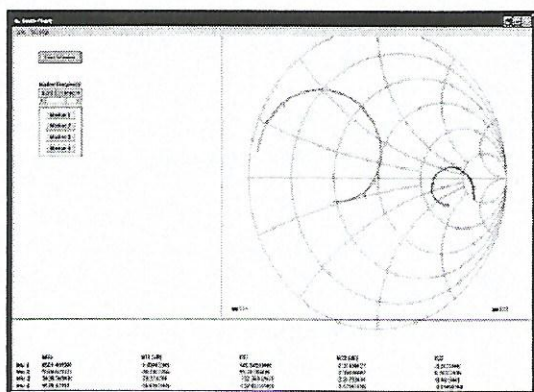


Figure 4 : Input and output return loss.

Figure 4 shows input and output return loss S11 and S22 of the designed LNA on the smith chart. For the desired frequency range of 9370-9430 MHz, the return loss S11 achieves a very low level, which is about -30 dB. This means that the input source is really matched to the device input.

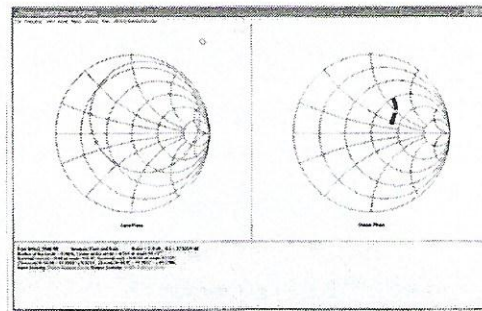


Figure 5 : Stability circles of the LNA.

While, the output return loss S22 is just below -2dB. There have to be adjustment or tuned or trimmed at the output matching stage in order to reduce this return loss S22 further down.

Stability circles are shown in Figure 5 for the input and output planes. It can be seen that both of the stability circles are stable outside. This means that the designed has a very good stability with K factor $\gg 1$.

5. Evaluation

Based on the simulated results, the gain for the designed LNA with a working frequency of 9.370-9.430 MHz is sufficient with a value of 17.5 dB. The noise figure for this LNA design is 2 dB with the stability factor of $K \gg 1$.

According to the simulated results, the design of LNA meets the required specifications. An optimization can be performed on the LNA implementation to the microstrip with Duroid substrate by trimming the size of the line's width and length.

Thus, the designed LNA achieves a high performance for a high stability factor and high gain with a low noise figure. The gain can be increased by implementing multiple stages LNA.

6. Conclusions

LNA module plays a significant play role at the Radar Receiver. Design and simulation of a LNA module for the FM-CW Radar has been presented. Improvement and optimization will be performed to the LNA during implementation.

7. References

1. P. Raj Kumar, "Design of L-Band Low Noise Amplifier", <http://ece.iisc.ernet.in/~kjinoy/study%20phase%20report%20on%20LNA.pdf>.
2. Dale Henkes, "LNA design for Min Noise and Improved Input Match", <http://www.rfcircuitdesign.com/LNAFminRL.PDF>.
3. Iulian Rosu, "LNA Design", <http://www.qsl.net/va3iul/LNA%20design.pdf>.
4. Applied Computational Sciences, "LINC2," version 2.72H, 2009
5. Leo P. Ligthart, "Short Course on Radar Technologies", *International Research Centre for Telecommunications-transmission and Radar-TU Delft*, September 2005.
6. Mark Richards, 'Radar Signal Processing', *McGraw-Hill*, 2005.
7. Bassem R. Mahafza, 'Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB', *Chapman & Hall*, 2005.

The Influence of the Growth Temperature to size of GaN Quantum Dots Grown by Plasma Assisted Metal Organic Chemical Vapor Deposition (PA-MOCVD)

Fitri. S. Arsyad¹, P. Arifin², M. Barmawi², M. Budiman², Sukirno², A. Supu³

¹ Department of Physics, Sriwijaya University, Palembang

² Laboratories of Electronic Material Physics, Department of Physics,
Institut Teknologi Bandung

³ Prodi Fisika, FPMIPA, Nusacendana University, Kupang

E-mail : fitri_sa@yahoo.com

Abstract

Growth of GaN quantum dots on AlGaIn layer by plasma assisted metal organic chemical vapor deposition (PA-MOCVD) is reported. The surface profile of the grown GaN quantum dot was determined by atomic force microscope (AFM). The typical average density of the dots is around $4 \times 10^9 \text{ cm}^{-2}$, while the diameter and the height of the dots are approximately 100 and 50 nm, respectively. The density and the size of the dots significantly depend of the dose of TESI and the growth temperature

Key Words : AFM, GaN Quantum Dot, PA-MOCVD, TESI,

1. Introduction

GaN quantum dots are of great interest for application in optical and electronic devices, such as a laser diode [1], and a single electron transistor [2]. Laser diode utilized GaN quantum dot show impressive characteristics such as lower threshold current density, higher direct modulation speed, narrower spectral line width and reduced temperature sensitivity of the threshold current [3,4]. In electronic devices, the use GaN quantum dot provides strong electron confinement in their quantized levels because the large conduction band off-set at the GaN/AlGaIn interface [5]. GaN quantum dots were successfully grown on AlGaIn surfaces using Si as a surfactant by molecular beam epitaxy (MBE)[6], and MOCVD [7,8]. Without introducing such surfactant, it is difficult to obtain the GaN quantum dot structures because the growth mode is in the two dimensional mode or step-flow mode [7,9].

At a typical MOCVD growth temperatures ($T_{900^\circ\text{C}}$), the growth environment is much like in MBE. The gas sources completely dissociate in a

region above the substrate surface and only atomic constituents exist on the growth surface. However, at higher growth temperatures, a greater migration distance leads to a lower quantum dot density. Meanwhile, at lower growth temperatures, incomplete dissociation can result in the deposition of large metalorganic (MO) molecules on the growth surface, which impede migration of adatoms and increase the occurrence of coalesced quantum dots [10,11]. The reduced adatom surface migration becomes an increases problem when greater material strain is desired to achieve a faster nucleation. The increase in strained material leads to the fast nucleation and thus requires sufficient adatom migration to allow crystallographic to form rather than polycrystalline coalesced defects. The growth environment at MOCVD requires a balance between the adatom surface migration and the nucleation process.

To reduce the problems of the quantum dot growth by MOCVD, El-Emawy et. al [11] have successfully fabricated InAs quantum dots using a growth matrix by MOCVD at low growth

temperatures. The high density and defect-free quantum dot ensembles which emit emission at 1.3 μm was then realized. They found that the driving force behind quantum dot nucleation and formation is the reduction of total energy in the strained substrate/epilayer system.

To the best of our knowledge, there are no report on the self assembled growth of GaN quantum dots by plasma assisted-MOCVD (PAMOCVD). In this paper, we report the growth of GaN quantum dot on a flat surface of AlGaIn by PAMOCVD. TESI was introduced to AlGaIn surface prior to the growth of quantum dot. The atomic force microscope (AFM) was used to investigate the surface profile of the grown quantum dots.

2. Experiment

The growth structure of GaN quantum dots is almost the same as those described elsewhere [7]. The structure consists of GaN quantum dots, an AlGaIn cladding layer, and an AlN buffer layer fabricated on sapphire substrate. The PAMOCVD method is an extension of the thermal MOCVD which use nitrogen plasma as nitrogen source. The nitrogen plasma is generated by microwave at the frequency of 2.45 GHz. The generated reactive nitrogen plasma can reduce the growth temperature of GaN to around 700°C [12,13].

Trimethylgallium (TMGa) and trimethylaluminium (TMAI) were used as Ga and Al sources, respectively, while H₂ was used as a carrier gas. Prior to the growth process, substrates were cleaned using our standard cleaning procedure [12]. The growth was started by the deposition of around 9 nm-thick of AlN buffer layer at 575°C, followed by 0.5 μm -thick AlGaIn cladding layer at 700°C. During the growth of AlGaIn layer, the flux of TMAI and TMGa were 0.024 sccm and 0.096 sccm, respectively, with the flow rate of N₂ was 70 sccm. After that, the TESI of 44 and 66 nmol/minute was introduced to the reactor with the substrate temperature was

maintained at 700°C. During the flow of TESI, nitrogen plasma was stopped. The growth of GaN quantum dot was initiated by reintroducing nitrogen plasma to the reactor followed by a short supply (10 seconds) of TMGa at 700°C and 680°C.

3. Results and Discussion

A typical of XRD pattern of AlGaIn film grown on sapphire substrate is shown in Fig. 1. Strong intensity at diffraction plane of (0002) suggest that the film have good crystalline quality. The surface morphology of the AlGaIn layer is quite flat as confirmed by SEM examination. Good crystalline quality and flat surface of AlGaIn layer are very important for the growth of GaN QDs

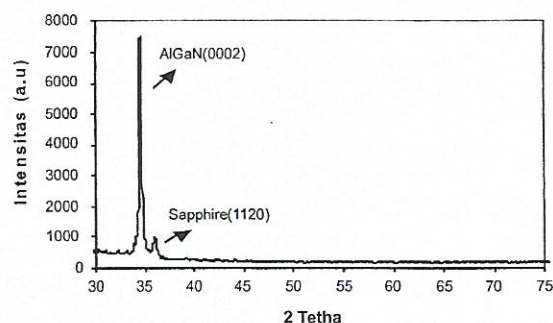


Figure 1 : A typical of XRD pattern of AlGaIn film grown on a sapphire substrate

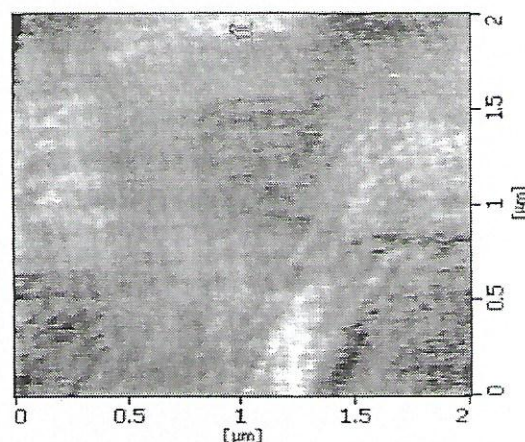


Figure 2 : A step-flow image of the surface of GaN film grown without using Si at 700°C observed by AFM

Fig. 2 shows AFM image of the surface of GaN film grown at 700°C without surfactant layer. A step-flow image is observed on the surface of the film. This was probably due to the fairly small lattice mismatch (0.18%) and the higher surface free energy of the AlGaIn cladding layer compared to that of GaN.

Figure 3(a)-(d) show the AFM images just after the growth of GaN on Si deposited surfaces. The growth temperature T_g and the Si-dose amount are 680°C and 22 nmol/minute, 680°C and 44 nmol/minute, 700°C and 22 nmol/minute, 700°C and 44 nmol/minute for Fig. 3(a), (b), (c), and (d), respectively. Three dimensional growth mode is seen on the samples grown using surfactant Si. For low growth temperature of 680°C, we could not obtained nano-scale dot

structures as shown in Fig 3(a) and (b). In this case, the typical lateral size of dot was 200-300 nm. Therefore, the surface energy control by using Si was not enough to obtained a growth mode change to 3-dimensional nano scale quantum dot formation for GaN. This matter is caused by the low growth temperature. At the low growth temperature, the source gas can not separate self better so that yield the big metalorganic molecules above plant surface. This molecules can hinder the migration of adatom and improve the happening of affiliation of dots [10, 11]

On the other hand, the GaN dot was controlled to nano-scale structure by improving quantum dot growth temperature to 700°C as seen in Fig. 3(c) and (d). The average lateral size, the height and the density of fabricated GaN dots grown using Si-dose of 44 nmol/minute at the growth temperature of 700°C were approximately 100 nm, 50 nm, and $4 \times 10^9 \text{ cm}^{-2}$, respectively. The dot size is found to be controlled from 200 nm down to 100 nm, and the dot density from $2.5 \times 10^9 \text{ cm}^{-2}$ up to $4 \times 10^9 \text{ cm}^{-2}$ by increasing the dose of Si and the growth temperature from 22 nmol to 44 nmol and 680°C to 700°C, respectively.

The effect of the TESI to the forming of the dot can be explained by the role of surfactant layer. Surfactant can be used to suppress island formation by modifying surface free energies. In general, surface free energy balance at the growth front determines the growth mode, and can be expressed by :

$$\sigma_s > \sigma_f + \sigma_i$$

where σ_s , σ_f , and σ_i represent the surface free energies of the substrate, film, and the interface, respectively. The inequality shown in eq. (1) sets the condition for the epitaxial film to wet the substrate. In this case, layer by layer (Frank van der Merwe) growth may occur. If the inequality has the opposite sign, one usually obtains islanding growth (Volmer-Weber growth), i.e., no wetting of the substrate. Once a surfactant is introduced onto the film surface, there is the added

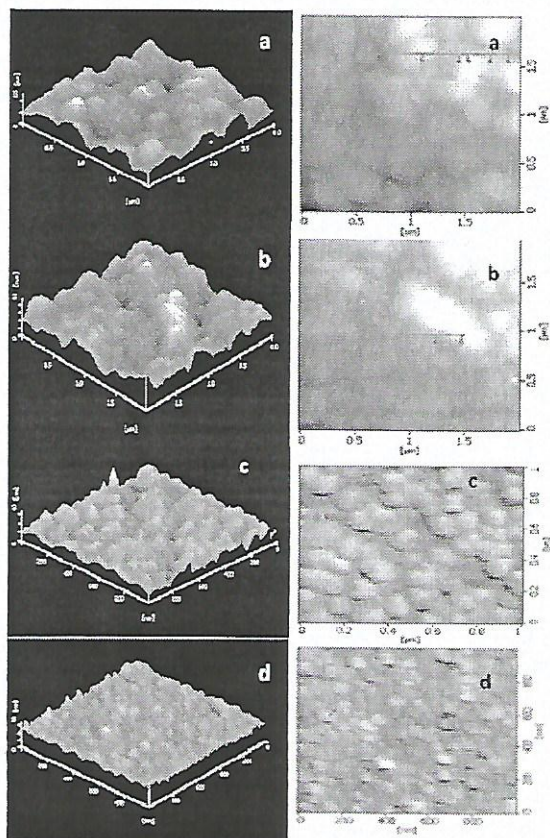


Figure 3 : (a)-(d). AFM images just after the growth of GaN on Si deposited surfaces. The growth temperature T_g and the Si-dose amount are (a) 680°C and 22 nmol/minute, (b) 680°C and 44 nmol/minute, (c) 700°C and 22 nmol/minute, and (d) 700°C and 44 nmol/minute

complication of interface mixing and/or surface reconstruction, the film surface free energy may be decreased. The sign of the inequality can be changed by altering the substrate surface free energy.

A similar effect is expected to occur in the GaN/AlGaN system. The presence of the Si on the surface of AlGaN films, which leads to change the growth mode, from 2D layer by layer growth to 3D island growth. In addition, in kinetics terms the surface diffusion length of adatoms may be enhanced by the presence of a Si. As a result, the adatoms are more likely to coalesce to reduce the total energy.

In our case, a small amount of Si atoms deposited on AlGaN surface may reduce the AlGaN surface energy due to increase of GaN-AlGaN bonding [14]. The reduction of the surface energy inhibits the layer by layer growth, and stimulates the transition to 3D island growth. The Si-dose and the growth temperature were found to be important parameters which controlled the size and the density of dot. As seen on Fig. 3(c) and 3(d), the dot size decreases and the dot density increases as the TESI dose and the growth temperature increases.

4. Conclusion

We demonstrated the fabrication of self assembling GaN quantum dots on a smooth AlGaN layer by PA-MOCVD. The growth mode was changed from 2D step-flow growth to 3D island growth by modifying the surface energy balance of AlGaN by introduction of Si. Without introduction of TESI quantum dot are not formed. The dose of TESI is found to play significant roles to establish the dot structure. While, the size of the dot was found to be determined mainly by the growth temperature. The average lateral size, height, and density of the grown quantum dots were 100 nm, 50 nm, and $4 \times 10^9 \text{ cm}^{-2}$, respectively.

5. References

1. Nakamura, M. Senoh, S. Nagahama, N. Iwasa, T. Yamada, T. Matsushita, H. Kiyoku, and Y. Sugimoto, "InGaN-based multi-quantum-well-structure laser diodes," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. **36**, pp 5393-5408, 1997.
2. Kawasaki, D. Yamazaki, A. Kinoshita, H. Hirayama, K. Tsutsui, and Y. Aoyagi, "GaN quantum dot formation by self-assembling droplet epitaxy and application to single-electron transistors," *Appl. Phys. Lett.*, vol. **79**, pp. 2243-2245, 2001.
3. Arakawa, H. Sakaki, "Multidimensional quantum well laser and temperature dependence of its threshold current," *Appl. Phys. Lett.*, vol. **40**, pp 939-941, 1982.
4. Yariv, "Scaling laws and minimum threshold currents for quantum-confined semiconductor lasers," *Appl. Phys. Lett.*, vol. **53**, pp. 1033-1035, 1988.
5. Martin, S. Strite, A. Botchkarev, A. Agarwal, A. Rockett, H. Morcok, W. R. L. Lambrecht, and B. Segall, "Valence band discontinuity between GaN and AlN measured by x-ray photoemission spectroscopy," *Appl. Phys. Lett.*, vol. **65**, pp. 610-612, 1994.
6. Shen, S. Tanaka, Sohachi Iwai, and Yoshinobu Aoyagi, "The formation of GaN dots on $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ using Si in gas-source molecular beam epitaxy," *Appl. Phys. Lett.*, vol. **72**, pp. 344-346, 1998.
7. Tanaka, S. Iwai, and Y. Aoyagi, "Self-assembling GaN quantum dots on $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ surfaces using a surfactant," *Appl. Phys. Lett.*, vol. **69**, pp. 4096-4098, 1996.
8. Ramvall, P. Riblet, S. Nomura, and Y. Aoyagi, "Optical properties of GaN quantum dots," *J. Appl. Phys.*, vol. **87**, pp. 3883-3890, 2000.
9. Hirayama, Y. Aoyagi, and S. Tanaka, "Fabrication of self assembling AlGaN quantum dot on AlGaN surfaces using anti surfactant," *MRS Internet J. Nitride Semicond. Res.* **4S1**, G9.4, 1999.
10. B. Stringfellow, "Organometallic Vapor-

- Phase Epitaxy*," Academic, San Diego, 1999.
11. El-Emawi, S. Birudavolu, P.S. Wong, Y. B. Jiang, H. Xu, S. Huang, and D. L. Huffaker, "Formation trends in quantum dot growth using metalorganic chemical vapor deposition," J. Appl. Phys., vol. 93, pp. 3529-3534, 2003.
 12. Sugianto, R.A. Sani, P. Arifin, M. Budiman, M. Barmawi, "Growth of GaN film on a-plane sapphire substrate by PA-MOCVD", J. Crystal Growth, vol. 221, 311-315, 2000.
 13. Arsyad, A. Subagio, H. Sutanto, P. Arifin, M. Budiman, M. Barmawi, I. Husein, Z.A. Jamal, "Growth of GaN Quantum dots Using [(C₂H₅)₄Si by Plasma Assisted MOCVD", *Proceeding of International Conference on Nanotechnology and Nanoscience (ICONN)*, 3-7 July, Brisbane, Australia., pp. 1-3, 2006.
 14. I., Smith, "Thin Film Deposition", McGraw-Hill, 1995

Pemilihan dan Ekstraksi Ciri menggunakan DT CWT dalam Sistem Identifikasi Citra Wajah

Gunawan Sugiarta^{YB.1}, Riyanto, B.², Hendrawan³, Suhardi⁴

Institut Teknologi Bandung, Jl. Ganesha 10, Bandung, 40132, Indonesia,

Telp. 2500960 Fax. 2534217

¹ybgunawans332@students.itb.ac.id, ²briyanto@lskk.ee.itb.ac.id, ³hend@telecom.ee.itb.ac.id

⁴mr.suhardi@gmail.com

Abstract

In this paper, a method for face image feature extraction using multi resolution decomposition direction offered by the Dual Tree Complex Wavelet Transform (DT CWT) is proposed to be applied in a face image identification system. Dual-Tree implementation of this transform, using two Discrete Wavelet Transform (DWT) with various low pass and high pass filters are used in different scales. Linear combination generated by two parallel DWT sub bands are used to generate the sub bands with 6 complex coefficients. Absolute value of complex coefficient, is the information about the edge of a face image with a greater value accordance with the change of the image pixel value that is feature of the face image. The use of complex wavelet transformation driven by the fact that this transformation helps to eliminate non-uniform illumination effects, and directions information is provided by allowing different sub bands allows to detect the features of various different edges in the face image.

This feature coefficients is used in the identification system to increase the rate of identification with the classification used is the Principal Component Analysis (PCA). This method is tested using three database of facial images ORL, AR and VidTIMIT [3, 4]. Identification rate increased by an average of 8% with the proposed method using DT CWT than methods using DWT and 13 % than Eigenfaces.

Keyword : DT CWT, DWT, Eigenface, identification system, PCA, ekstraksi, face image

Abstrak

Dalam makalah ini, sebuah metode untuk ekstraksi ciri citra wajah menggunakan dekomposisi multiresolusi arah yang ditawarkan oleh Dual Tree Complex Wavelet Transform (DT CWT) yang diterapkan dalam sistem identifikasi citra wajah. Implementasi Dual-Tree ini, menggunakan dua Discrete Wavelet Transform (DWT) dengan berbagai filter lowpass dan highpass digunakan dalam skala yang berbeda. Kombinasi linear yang dihasilkan oleh dua subbands DWT paralel digunakan untuk menghasilkan 6 arah subbands dengan koefisien kompleks. Nilai absolut koefisien kompleks, merupakan informasi tentang tepian citra wajah dengan nilai yang besar sesuai dengan perubahan nilai piksel dari citra wajah yang merupakan ciri. Penggunaan transformasi wavelet yang kompleks didorong oleh kenyataan bahwa transformasi ini membantu menghilangkan efek iluminasi tidak seragam, dan informasi arah yang diberikan oleh subbands berbeda yang memungkinkan untuk mendeteksi dari berbagai arah ciri tepian yang berbeda dalam citra wajah.

Koefisien ciri inilah yang digunakan dalam sistem identifikasi untuk meningkatkan tingkat identifikasi dengan klasifikasi yang digunakan adalah Principal Component Analysis (PCA). Metoda ini diuji menggunakan tiga basisdata citra wajah yaitu ORL, AR dan VidTIMIT [3, 4]. Tingkat identifikasi meningkat rata-rata sebesar 8 % dengan metode yang diusulkan menggunakan DT CWT dibanding metode menggunakan DWT.

Kata Kunci : DT CWT, DWT, Eigenface, sistem identifikasi, PCA, ekstraksi ciri, citra wajah.

1. Pendahuluan

Wajah-wajah manusia telah menjadi obyek yang dipelajari secara ekstensif dalam pengenalan berbasis citra. Hal ini disebabkan karena kemampuan sistem visual manusia dalam pengenalan wajah merupakan hal yang luar biasa [1], dan sebagian lagi karena banyak aplikasi-

aplikasi penting dalam teknologi pengenalan wajah otomatis. Selain itu, masalah teknis yang berkaitan dengan pengenalan wajah adalah wakil-wakil dari pengenalan obyek pada umumnya. Isu penting dalam studi pengenalan obyek telah menjadi kunci pertanyaan apakah yang paling penting atau informatif dari suatu objek untuk

pengenalan. Bentuk geometris, tekstur dan tampilan khusus dari wajah, dapat dianalisis secara efektif menggunakan *filter-bank* (FB) tetap (misalnya, *downsampling*, *Fourier*, *Gabor*, *wavelet*) [1]. Ciri yang diekstraksi menggunakan penyaring atau topeng seperti dianggap lebih relevan dengan pengenalan wajah, sehingga memungkinkan kinerja pengenalan yang wajar dengan klasifier yang terukur dan sederhana.

Namun, dengan begitu banyaknya metoda ekstraksi ciri yang diusulkan, tetapi begitu sedikit konsensus mengenai mana ciri yang lebih baik atau lebih buruk, para praktisi tak mempunyai pedoman untuk memutuskan mana ciri yang akan digunakan. Dalam masyarakat pengenalan wajah, telah terjadi upaya dan perhatian besar untuk menemukan mana ciri yang paling "optimal". Proses pemilihan dan mengekstrak ciri merupakan faktor penting yang dapat membantu dan sangat berperan dalam keseluruhan proses pengenalan.

Sebagai contoh, variasi kinerja dari ciri yang berbeda, mungkin disebabkan sebagian karena pemilihan klasifier, atau karena pemilihan dimensi ciri. Kinerja metoda ekstraksi konvensional dalam kaitannya dengan klasifier ini umumnya tidak memuaskan, masih jauh di bawah kemampuan pengenalan wajah oleh manusia. *Filter-bank* tetap tersebut diatas masih memiliki kelemahan-kelemahan, misalnya: **dimensi koefisien** ciri *Gabor* yang besar untuk citra berukuran kecil, *wavelet* diskrit memiliki berbagai kelemahan yaitu **osilasi**, *shift-variant*, kurangnya arah dekomposisi.

Oleh karena itu diperlukan suatu transformasi ciri yang mampu mengatasi kelemahan-kelemahan tersebut. Transformasi yang memiliki sifat *shift-invariant*, tidak berosilasi, tidak aliasi, multi arah, dan koefisien yang dihasilkan berdimensi kecil, serta mudah diamati dimiliki oleh *Dual Tree Complex Wavelet Transform* (DT CWT) [2].

Hasil ekstraksi dan pemilihan ciri wajah di klasifikasi menggunakan algoritma *Principal*

Component Analysis (PCA) [6] yang digunakan pada sistem identifikasi wajah. Hasil eksperimen menunjukkan bahwa algoritma mencapai tingkat identifikasi yang tinggi dibandingkan *Eigenfaces* [6] dan *2 Dimension Discrete Wavelet Transform* (2D DWT) [5] menggunakan basisdata ORL, AR, dan Vid-TIMIT [3,4].

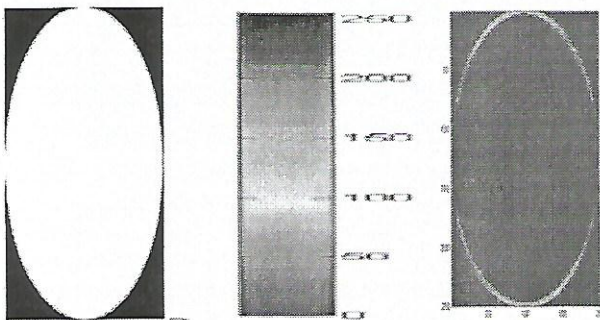
2. Formulasi Masalah dan Solusi

Dalam literatur tentang komputer vision, banyak metoda pengecilan dimensi telah diselidiki untuk memproyeksikan citra wajah berdimensi tinggi ke ruang ciri berdimensi rendah. Salah satu metode ekstraksi ciri wajah holistik, seperti *Eigenfaces* [6], dan *Fisherfaces* [7]. Metode lainnya berusaha mengekstrak ciri wajah secara parsial (misalnya, sudut mata, hidung, daerah mulut) [1]. Proyeksi dari ruang citra ke ruang ciri dapat direpresentasikan sebagai matriks.

Transformasi DT CWT merupakan pengembangan dari *Discrete Wavelet Transform* (DWT) untuk mengatasi permasalahan *osilasi*, *Shift Variance*, *aliasing*, dan kurangnya arah dekomposisi pada transformasi DWT untuk pemrosesan sinyal dalam kompresi. Filter-filter dalam *Filter Bank* (FB) DT CWT memberikan kemudahan dalam menganalisis sinyal pada waktu dan frekuensi yang diinginkan [2].

Alasan utama mengapa analisis wavelet dan multi-skala digunakan dalam berbagai aplikasi, karena memberikan representasi berbagai sinyal yang sangat efisien yang secara praktis **tidak dapat** dilakukan oleh analisis *Fourier*, yang hanya untuk sinyal periodik. Wavelet DT CWT memberikan representasi yang optimal untuk berbagai sinyal dengan **singularitis (loncatan)** dengan koefisien lebih sedikit (**dimensi kecil**) dibanding *Fourier* dan *Gabor wavelet*, perhatikan Gambar 1 representasi dekomposisi citra hitam putih berbentuk oval berukuran 250x200 piksel (Gambar 1 a) dengan dekomposisi DT CWT. Representasi tepian ini karena wavelet ini hanya berosilasi secara lokal, sehingga hanya wavelet

yang overlap dengan *singularitis* akan memiliki koefisien wavelet yang besar, dan koefisien lainnya kecil. Sedangkan pada sinyal yang tetap (DC) koefisiennya adalah nol. Koefisien yang besar pada *singularities* inilah yang dimanfaatkan untuk mendapatkan ciri tepian citra wajah seseorang (Gambar 1 c), dengan nilai derajat keabuan (Gambar 1 b).



Gambar 2 : Koefisien DWT (a) dan DT CWT (b), di sekitar Singularitis n_0 [2]

Masalah osilasi pada DWT terjadi karena wavelet merupakan fungsi bandpass, sehingga koefisien wavelet cenderung berosilasi pada positif dan negatif disekitar adanya singularitis, sedangkan DT CWT tidak berosilasi dan nilai koefisien magnituda positif (lihat Gambar 2).

Sifat invarian-geser, dijelaskan dengan Gambar 3. Sinyal *unit impulse* (a) paling atas pada $x(n)=\delta(n-60)$ dan (b) digeser pada waktu $x(n)=\delta(n-70)$. Pada baris kedua merupakan koefisien DWT yang berubah terhadap pergeseran sinyal, sedangkan pada DT CWT (baris ketiga) koefisiennya relatif tetap dan tidak berosilasi.

Enam arah dekomposisi DT CWT (Gambar 10) dapat dituliskan sbb [2]:

$$\psi_i(x, y) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\psi_{1,i}(x, y) - \psi_{2,i}(x, y)) \quad (1)$$

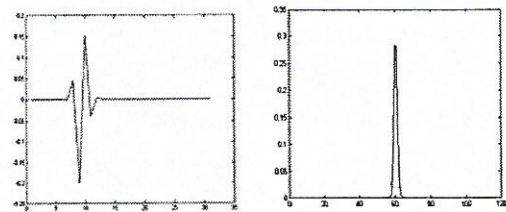
$$\psi_{i+2}(x, y) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\psi_{1,i}(x, y) + \psi_{2,i}(x, y)) \quad (2)$$

dengan $i = 1, 2$, dan 3 , dan dengan basis wavelet 2D sebagai berikut [2]:

$$\psi_{1,1}(x, y) = \varphi_h(x)\psi_h(y), \quad \psi_{2,1}(x, y) = \varphi_g(x)\psi_g(y) \quad (3)$$

$$\psi_{1,2}(x, y) = \psi_h(x)\varphi_h(y), \quad \psi_{2,2}(x, y) = \psi_g(x)\varphi_g(y) \quad (4)$$

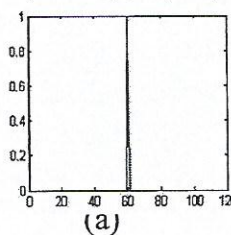
$$\psi_{1,3}(x, y) = \psi_h(x)\psi_h(y), \quad \psi_{2,3}(x, y) = \psi_g(x)\psi_g(y) \quad (5)$$



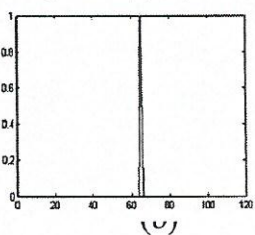
Gambar 3 : Koefisien energi DWT dan DT CWT, di sekitar Singularitis. [2]

Sehingga permasalahan ciri mana yang dipilih diatasi dengan cara memilih koefisien-koefisien yang terdapat pada *singularitis* saja yang bernilai magnituda positif, karena disinilah terdapat ciri-ciri tepian wajah seseorang. Sedangkan masalah dimensi diatasi dengan klasifikasi.

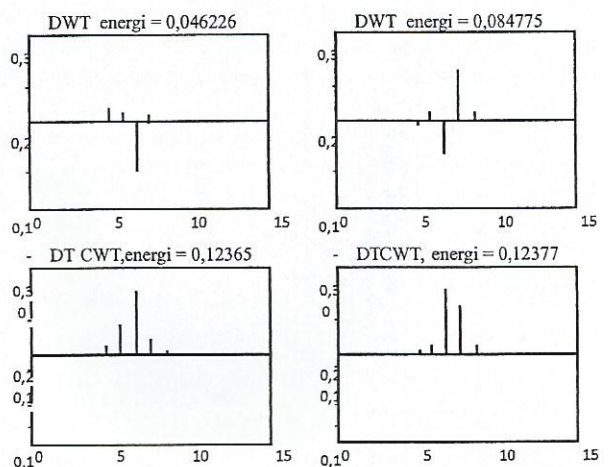
Sinyal tes $x(n)=\delta(n-60)$



Sinyal tes $x(n)=\delta(n-70)$



Gambar 2 : Koefisien DWT (a) dan DT CWT (b), di sekitar Singularitis n_0 [2]

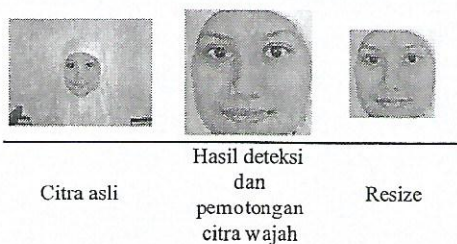


Gambar 3 : Koefisien energi DWT dan DT CWT, di sekitar Singularitis. [2]

3. Ekstraksi Ciri Citra Wajah dan Pemilihan

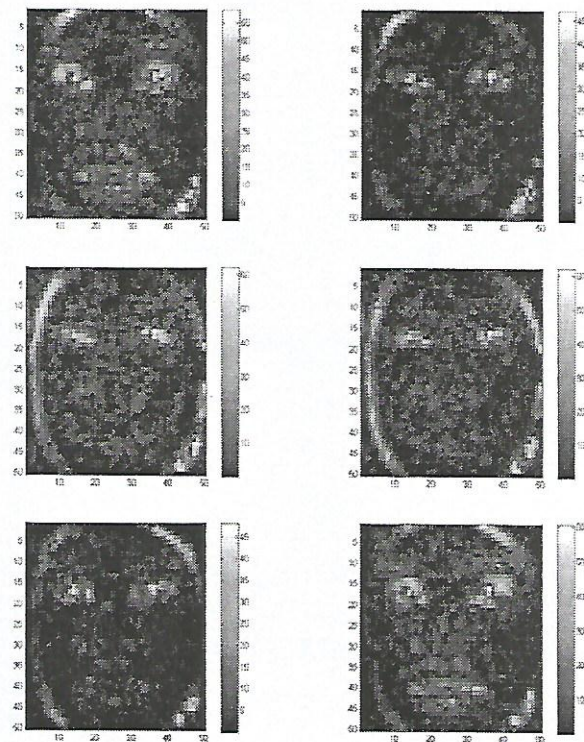
Proses ekstraksi ciri wajah dengan DT CWT di mana inputnya adalah gambar wajah (Gambar 4), dalam format “.pgm” (*portable grayscale map*), yang merupakan citra wajah hasil deteksi menggunakan detektor wajah dari Viola dan Jones [9] untuk wajah tampak depan. Dekomposisi citra wajah dengan DT CWT, pada 6 arah yaitu 165° , 135° , 105° , 75° , 45° dan 15° (Gambar 10), dengan kedalaman skala sampai 5. Koefisien hasil dekomposisi dihitung magnitudanya dari bagian komponen riil dan imajinernya dan dipilih koefisien bernilai positif, diproses untuk menemukan ciri tepian titik.

Tahap ini diikuti oleh ekstraksi nilai-nilai dekomposisi, nilai di sekitar ciri wajah (mulut, mata, dan alis) bernilai besar, karena pada daerah tersebut merupakan daerah terjadi banyak perubahan nilai piksel dari wajah yang merupakan ciri wajah setiap orang.



Gambar 4 : Hasil Deteksi Wajah dan Resize

Visualisasi hasil dekomposisi citra wajah tersebut di atas dapat ditunjukkan pada Gambar 5 berikut, untuk koefisien kompleks dari ke 6 arah dekomposisi (Gambar 10). Nilai koefisien yang besar dipilih yang merepresentasikan ciri wajah. Dekomposisi sampai kedalaman level 5, diharapkan dapat lebih memberikan koefisien-koefisien ciri yang lebih rinci sehingga representasi rinci citra wajah dapat lebih akurat. Dengan dekomposisi ini dipilih 24 vektor dengan memilih koefisien dengan nilai positif selain nol dari setiap arah pada level 1-4 setelah melakukan penghitungan magnitudo pada koefisien riil dan kompleks, karena pada level 5 hanya koefisien-koefisien riil saja.



Gambar 5 : Visualisasi Hasil Dekomposisi 6 Arah DT CWT

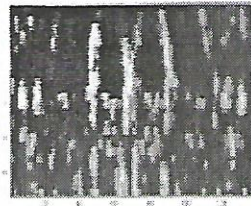
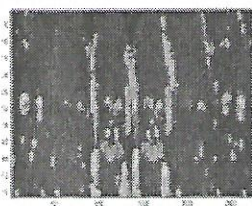
Untuk memudahkan dalam klasifikasi dibentuk vektor ekstraksi ciri citra wajah $I(x, y)$ menggunakan DT CWT $\psi_{\mu\nu}(x, y)$ pada level μ dan arah ν , dan didapat vektor $\tilde{x}$:

$$\tilde{x} = (O_{0,0} \quad O_{0,1} \quad \dots \quad O_{3,5})^T \quad \times (6)$$

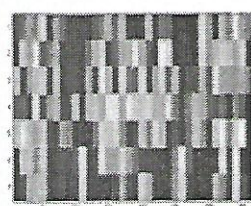
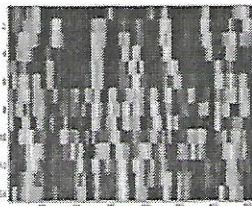
dengan $O_{\mu\nu}(x, y) = I(x, y) * \psi_{\mu\nu}(x, y)$ dan $\mu = 0, \dots, 3$, $\nu = 0, 1, \dots, 5$.

Vektor koefisien hasil ekstraksi ciri digunakan untuk menyatakan ciri setiap orang dalam sistem identifikasi tertutup, yaitu untuk 43 orang dari basisdata VidTIMIT.

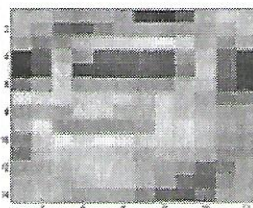
Contoh dekomposisi DT CWT dari citra wajah ditunjukkan dalam Gambar 7 berikut. Pada baris paling atas, merupakan gambar dekomposisi 6 arah level 1 dan 2, sedangkan pada baris kedua merupakan gambar dekomposisi 6 arah level 3 dan 4. Pada dekomposisi level 5, koefisien hanya komponen riil saja dan ini tidak digunakan dalam vektor ciri.



Level 1 dan 2, dan 6 arah



Level 3 dan 4, dan 6 arah

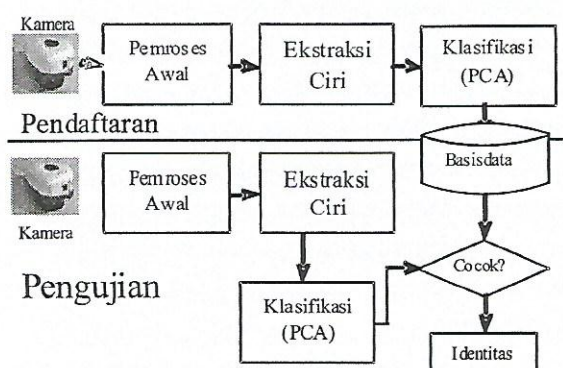


Level 5, real komponen

Gambar 7 : Koefisien Dekomposisi DT CWT

4. Sistem Identifikasi Citra Wajah

Sistem identifikasi biometrik merupakan metoda otomatis untuk mengenali seseorang

**Gambar 8 :** Sistem Identifikasi Citra Wajah.

Klasifier citra wajah digunakan PCA untuk menghitung komponen utama yang digunakan

sebagai pengklasifikasi setiap wajah, baik untuk citra wajah pendaftaran maupun citra wajah uji.

5. Pengujian dan Pembahasan.

Skenario pengujian yang dilakukan adalah menggunakan basisdata ORL, AR, VidTIMIT, yang merupakan basisdata citra wajah untuk berbagai pose, ekspresi dan pencahayaan. Basisdata ORL terdiri dari 43 orang dengan masing-masing 10 citra tampak depan [3]. Untuk setiap citra wajah pada basisdata ORL digunakan 7 citra sebagai citra basisdata (pendaftaran) dan 3 citra sebagai citra uji. Basisdata AR yang digunakan terdiri dari 46 orang dengan berbagai pencahayaan, pose, ekspresi, dan beberapa artifak (kacamata, sal). Untuk basisdata AR, citra pendaftaran diambil 13 citra dari sesi 1 dan untuk pengujian diambil 13 citra dari sesi 2. Basisdata VidTIMIT terdiri dari 43 orang dengan masing-masing orang memiliki ratusan *frame* citra, yang merepresentasikan berbagai pose, ekspresi, dan rotasi wajah. Sedangkan untuk basisdata VidTIMIT digunakan 20 citra dari sesi 1 untuk pendaftaran dan 10 citra dari sesi yang lain sebagai citra uji yang dianggap cukup untuk mewakili setiap citra wajah seseorang.

Tingkat identifikasi dihitung dengan:

$$\% \text{ Identifikasi} = \frac{\text{jumlah identifikasi yang benar}}{\text{jumlah citra uji}} \times 100 \%$$

Hasil pengujian menggunakan metoda DT CWT, dan metoda lainnya (*Eigenface* dan 2D DWT) ditabelkan pada Tabel 1, dan contoh hasil identifikasi dari sistem identifikasi yang dibangun ditunjukkan dalam Gambar 9.

Tabel 1. Hasil Pengujian Sistem Identifikasi

Metoda	Tingkat Identifikasi (%)			Rata-rata
	ORL	AR	VidTIMIT	
Eigenface	82	75	80	79 %
2D DWT	87	81	85	84 %
DT CWT	99	85	91	92 %

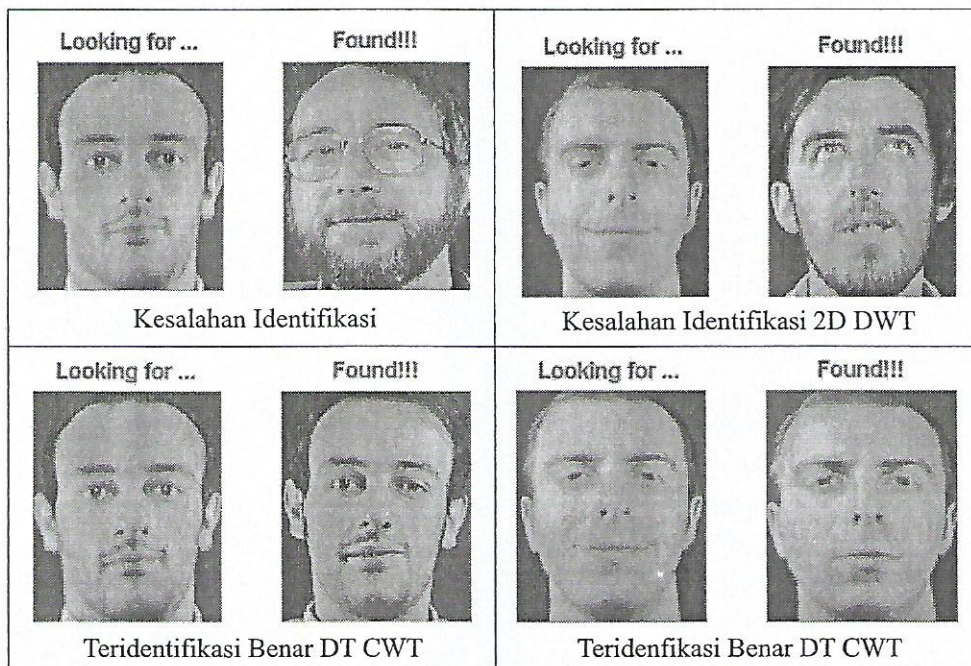
Pada Tabel 1 ditunjukkan bahwa hasil tingkat identifikasi menggunakan ekstraksi ciri citra wajah DT CWT lebih tinggi dibandingkan dengan metoda ekstraksi ciri yang lain yaitu Eigenface maupun DWT. Hasil ini menyatakan bahwa DT CWT telah memberikan sumbangan untuk menemukan tepian-tepiian ciri citra wajah dalam ekstraksi ciri, dengan adanya sifat-sifat yang dimilikinya.

Ucapan Terimakasih

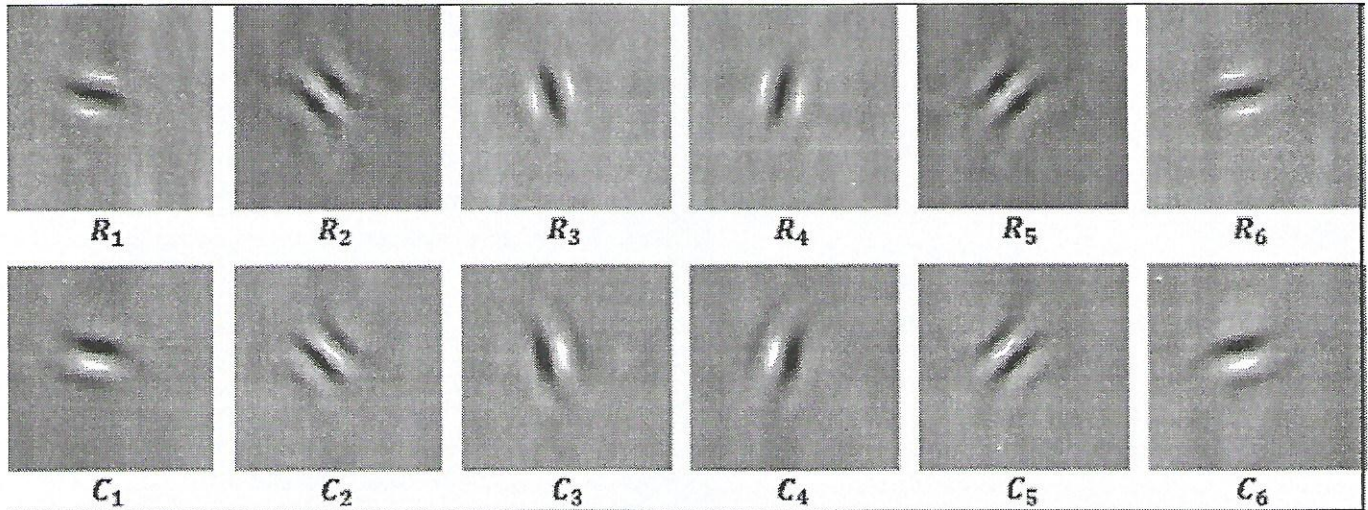
Ucapan terimakasih kami sampaikan kepada Dirjen DIKTI yang telah memberikan Beasiswa Pendidikan Pasca Sarjana (BPPS), sehingga penelitian ini dapat terlaksana dan juga Sekolah Teknik Elektro dan Informatika (STEI) yang telah memberikan kesempatan dalam melakukan penelitian ini.

6. Daftar Pustaka

1. Sinha, P., Balas, B., Ostrovsky, Y., dan Russell, Y., "Face recognition by humans: Nineteen results all computer vision researchers should know about", *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 11, pp. 1948-1962, 2006.
2. Selesnick, I.W., Baraniuk, R.G., dan Kingsbury, N.G., "The dual-tree complex wavelet transform", *IEEE Signal Process. Mag.*, 05(22), 2005 hal. 123-151.
3. [online] Available: 1.Error! Hyperlink reference not valid.
4. VidTIMIT Database download: <http://www.itee.uq.edu.au/~conrad/vidtimit/>, 2008.
5. Shen, Z.L., Ji, L.Bai, dan Xu C., "DWT based HMM for face recognition," *Journal of Electronics*, vol. 24, no. 6, pp. 835-837, November 2007.
6. Turk M. dan A. Pentland, "Eigen faces for recognition," *Journal of Cognitive Neuroscience*, vol. 3, no.1, pp. 71-86, 1991.
7. Belhumeur, P., Hespanha, J. dan Kriegman, D., "Eigenfaces vs. Fisherfaces: recognition using class specific linear projection," *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 19, no. 7, pp. 711-720, 1997.
8. P. Viola, M.J. Jones, Robust real-time face detection, *International Journal of Computer Vision*, 57 (2004) 137-154.



Gambar 9. Contoh Hasil Identifikasi



Gambar 10. 2D Dual-Tree CWT Wavelet dan Labelnya

Study on Alumina Layer Deposited by Detonation Gun Coatings

Masbah R.T. Siregar and Farid W. Machmud¹

¹ Research Center for Physics, Indonesian Institute of Sciences

Kawasan Puspiptek, Serpong 15314, Tangerang, Indonesia ² Indonesian Institute of Sciences, Jl. masb001@lipi.go.id and frd_mahmud@yahoo.com

Abstract

Detonation gun (D-Gun) coatings system can be applied to coat several materials on to another materials, such as metals, alloys, carbides, ceramics cermets [1]. The advantage of this system is that it can produce high quality coatings by correctly adjusting the four process parameters of the system (i.e. gases ratio, firing frequency, carrier gas flow rate, and spray distance [2].

We have successfully coated alumina powder of less than 75 m in size on to the iron substrates [3]. In study of the possibility for fabrication of electronics components by D-Gun coatings system, we develop nanopowder alumina coatings and compare the results of the nanopowder and micropowder alumina coatings.

Nanopowder alumina of 400 nm and micropowder alumina of 27-43 m were deposited on alumina substrates by D-Gun coatings. The powders have been deposited at various firing frequencies and gas carrier pressures, while the gas mixture of acetylene-oxygen and the spray distance were fixed. The phase composition of the deposited samples before and after deposition was investigated by using X-ray diffraction. The hardness, porosity and bond strength of the sprayed coatings were measured. In addition, the sprayed coatings were studied by the SEM.

1. Introduction

It is well known that thermally sprayed alumina coatings are widely used as film coatings in many fields of application. Gas detonation technology is one of thermally sprayed coatings that can give the spesific surface properties of materials, that is high quality wear and corrosion resistance. This specific surface properties include adhesivity, porosity, bond strength etc. of the surface of the coatings.

On the other side, many efforts have been done for obtaining good adhesivity and low porosity on the surface of materials by using various coating techniques and coating materials such as D-E Plasmatron [4], PVD, Thermal Spraying and so on. The same efforts in the nano scale have been done using electroplating [5] and evaporation techniques [6].

In this work, we present about the development of nanopowder coating by using the D-Gun coating system [3]. The objective of the work is to study the structure and the properties of Al_2O_3 nanopowder coating deposited by the D-Gun.

2. Experimental

Alumina coatings of micropowder and nanopowder were formed on aluminum A5052 substrates by the D-Gun coating. The substrates were prepared and treated by polishing degreasing techniques include ultrasonic cleaning. The operation condition of the D-Gun is shown in Table 1. The coated materials are micropowder and nanopowder alumina produced by Sigma-Aldrich Corporation.

Table 1. The operation condition of the D-Gun

Parameters	Values
O_2 pressure (kg/cm^2)	2.0
C_2H_2 pressure (kg/cm^2)	0.8
N_2 pressure (kg/cm^2)	3.0
Carrier gas pressure (Psi)	4 – 7
Firing distance (mm)	150
Firing frequency (Hz)	1 – 4

Hardness testing was done using matsuzawa microhardness tester MXT in the unit of Vickers following ASTM testing standard E92. Porosity

measurement was done by measuring the density of coating layer based on ASTM testing standard C373. The porosity was then calculated using the measured density.

The characterization of the coating layer was done using SEM and XRD.

3. Results and Discussion

The hardness of Al_2O_3 layer ranges between 1100–1300 HV. The porosity was found smaller than 3 %, and the bond strength was 30–50 Mpa.

Figure 1 shows XRD pattern of the Al_2O_3 nanopowder and Table 2 presents the analysis of the pattern. The result of the XRD analysis showed that the dominant crystal structure was $\chi\text{-Al}_2\text{O}_3$. However the other structures were appeared, such as $\delta\text{-Al}_2\text{O}_3$, $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$ and other crystal structures with small intensities.

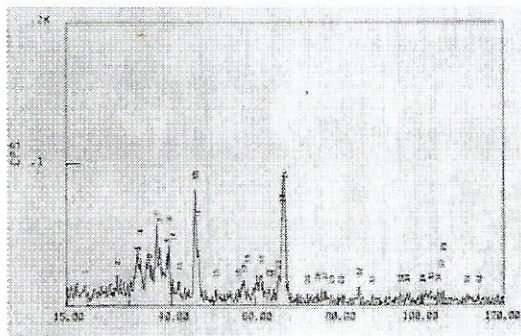


Fig. 1 : XRD pattern of the nanopowder

Figure 2 shows the SEM photograph with 35,000 x magnification of the Al_2O_3 nanopowder. It seemed that the nanopowder size is smaller than 500 nm.

Table 2. Analysis of the pattern

No.	2 θ	d	Crystal Structure	I/Io	h k l
1	19.46	4.558	$\chi\text{-Al}_2\text{O}_3$	19	1 1 1
4	32.7	2.736	$\delta\text{-Al}_2\text{O}_3$	41	
5	34.84	2.573	$\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$	31	2 0 2

7	37.34	2.406	$\text{Mg}_{0.388}\text{Al}_{4.08}\text{O}_4$	50	
8	39	2.308	$\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$	45	
9	39.42	2.284	$\chi\text{-Al}_2\text{O}_3$	51	1 1 1
10	40.24	2.239	$\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$	22	3 1 1
12	45.66	1.985	$\text{Al}_{766.2}\text{O}_4$	99	
13	45.9	1.975	Al_2O_3	88	4 0 0
14	46.52	1.951	$\delta\text{-Al}_2\text{O}_3$	42	
15	50.6	1.802	$\delta\text{-Al}_2\text{O}_3$	15	
16	56.14	1.637	$\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$	15	
17	57.5	1.601	Al_2O_3	1	1 1 6
23	66.56	1.404	Al_2O_3	79	2 1 4
24	67.22	1.392	$\chi\text{-Al}_2\text{O}_3$	~100	4 4 0
26	85.1	1.139	Al_2O_3	17	1 3 1
27	88.2	1.107	Al_2O_3	10	5 5 1

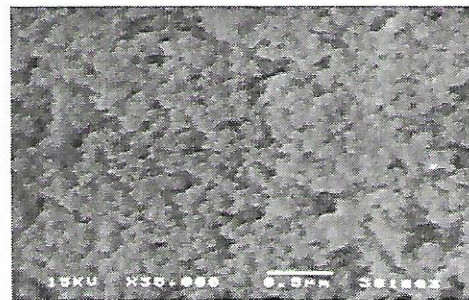


Figure. 2 : SEM photograph of the nanopowder

Figure 3 shows XRD pattern of coating layer of Al_2O_3 nanopowder on to Table 3 aluminum plate A5052 (sample 10) and Table 3 shows the corresponding analysis.

In this case, the firing frequency was 2 Hz and the number of shot was 40. It showed that the dominant crystal structure of Al_2O_3 nanopowder was changed, that is, $\chi\text{-Al}_2\text{O}_3$ structure was shifted to $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$. It seemed that the nanopowder experienced high temperature treatment during the coating process.

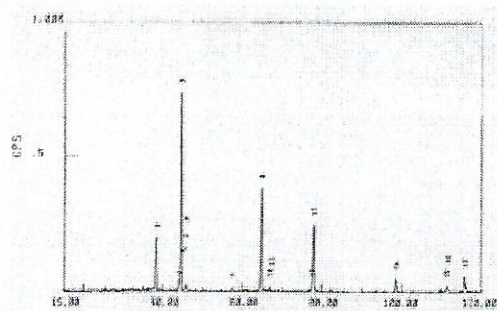


Figure 3 : XRD pattern of the sample 10.

Table 3. Analysis of the pattern.

No	2 θ	d	Crystal Structure	I/Io	h k l
1	38.42	2.341	ϵ -Al ₂ O ₃	27	
3	44.62	2.029	Al ₂ O ₃	100	1 1 8
4	44.94	2.015	θ Al ₂ O ₃	7	1 1 3
6	45.54	1.99	δ Al ₂ O ₃	2	4 0 0
7	45.88	1.976	χ Al ₂ O ₃	3	4 0 0
8	57.6	1.599	α Al ₂ O ₃	2	1 1 6
9	64.92	1.435	α - Al ₂ O ₃	52	10 4 2
10	66.92	1.397	Al ₂ O ₃	3	4 0 12
11	67.32	1.39	δ Al ₂ O ₃	2	
12	77.62	1.23	α Al ₂ O ₃	3	
13	77.96	1.225	Al ₂ O ₃	33	4 0 0
17	115.96	0.909	Al ₂ O ₃	8	3 2 4

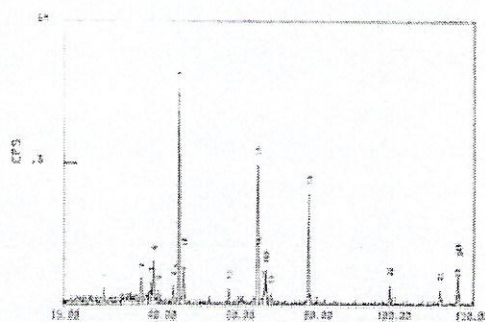


Figure 4. XRD pattern of the sample 11.

Table 4. Analysis of the pattern.

No	2 θ	d	Crystal Structure	I/Io	h k l
1	25.66	3.469	α Al ₂ O ₃	8	0 1 2
2	35.16	2.55	α Al ₂ O ₃	12	1 0 4
3	37.78	2.379	α Al ₂ O ₃	10	1 1 0
5	39.58	2.275	η Al ₂ O ₃	7	2 2 2
6	43.42	2.082	α - Al ₂ O ₃	9	1 1 3
8	44.62	2.029	Al ₂ O ₃	100	1 1 8
9	45.74	1.982	χ Al ₂ O ₃	11	4 0 0
10	45.92	1.975	η Al ₂ O ₃	16	4 0 0
12	57.56	1.6	α Al ₂ O ₃	7	1 1 6
13	64.94	1.435	Al ₂ O ₃	64	4 0 0
14	65.14	1.431	θ Al ₂ O ₃	16	0 0 8
15	66.5	1.405	Al ₂ O ₃	7	2 2 0
16	66.92	1.397	χ Al ₂ O ₃	15	4 4 0
17	67.18	1.392	χ Al ₂ O ₃	10	4 4 0
19	78	1.224	α Al ₂ O ₃	50	0 3 0
23	116.14	0.908	α Al ₂ O ₃	13	3 2 4

Figure 4 shows XRD pattern of the sample 11, that is, coating layer at firing frequency of 2 Hz and the number of shot of 100, and Table 4 shows the corresponding analysis. The -l was decreased and the dominant crystal structure was Al₂O₃.

Figure 5 shows the SEM photograph with 5000 x magnification of the layer. It showed that coating of nm was occurred on the aluminum plate (sample 11). It seemed that the solidification of Al₂O₃ occurred as if they were compactly packed together, which showed strong bond between the grains, although some pores still occurred. It was shown from the figure that the size of the pores are smaller than 1 μ m.

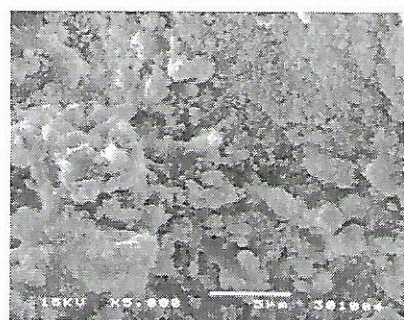


Figure 5 : SEM photograph of the sample 11.

4. Conclusion

From the result of the research, we lead to several conclusions.

1. Coating of Al_2O_3 nanopowder has been done by using D-Gun coating.
2. During the coating process the dominant structure of Al_2O_3 nanopowder or 1 changed into $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$ structure and the other structures.
3. The number of shot influences the formation of the crystal structure. The structure of crystal increases with the number of shot in the D-Gun coatings
4. The possibility to fabricated layers with high quality cotings will be interesting for many application such us electronic component

5. References

1. R.C. Tucker, "Detonation gun coatings", *Journal of Metals*, pp. 66-67, February 1986.
2. P. Saravanan, V. Selvarajan, D.S. Rao, S.V. Joshi, G. Sundararajan, "Influence of process variables on the quality of detonation gun sprayed alumina coatings", *Surface and Coatings Technology* 123, pp. 44-54, 2000.
3. Farid W. Machmud, Masbah R.T. Siregar, *Development of D-Gun Coatings System for Surface Hardening on Metals*, Proceedings of the 1st IWO FM-3rd IWONN Conference, Halong, Vietnam, December 6-9, pp. 719-722, 2006.
4. S. Sharafat, A. Kobayashi, S.Chen, N.M. Ghoniem, "Production of High Density Ni-Bonded Tungsten Carbide Coatings Using an axially Fed DC-Plasmatron", *Surface and Coatings Technology* 130, pp. 164-172, 2000.
5. M. V. Kireitseu, L. V. Yerakhavets, I. Nemerenco, V.L. Basenuk, V.I. Jornik, "Alumina-Matrix Diamonds Nanoparticles Composition, Namatex System Division, Indmash", *National Academy of Sciences of Belarus*.
6. N.T.Huong, T.D. Canh, N.N. Long, "The Formation of One-Dimension Structure for Te Thin Film", *Proceedings of the 1st IWO FM-3rd IWONN Conference*, Halong, Vietnam, December 6-9, pp. 726-728, 2006.

Modul Surya Daya Rendah Untuk Lampu Taman

Shobih, Ika Ismet, Erlyta Septa Rosa

Puslit. Elektronika dan Telekomunikasi (PPET) LIPI
Komplek LIPI Gd. 20 Jl. Sangkuriang Bandung 40135
Telp./Fax : 022-2504660/2504659
Email : shobih@ppet.lipi.go.id

Abstract

In the effort to decrease global warming and to take advantage of solar energy as renewable energy source PPET- LIPI has developed solar cell which is arranged into low power solar module.

This paper shows the production process of solar module for garden lamp application which is arranged of serial 20 multicrystalline silicon solar cells with $5 \times 5 \text{ cm}^2$ dimension. Assembly process of solar cells to a module conducted through several process steps, ie tabbing, matrixing, lay-up, laminating, framing, and I-V curve measurement. From the measurement, it is obtained that the maximum power P_{max} is 3.43 W with its voltage V_{pm} and current I_{pm} are 7.94 V and 0.433 A respectively.

The system of garden lamp which consists of 6 V, 4.5 Ah battery, controller circuit, and 24 super bright LEDs as illumination lamp is also discussed here. Based on its electric characteristic, the used solar module is predicted can charge battery fully at noon and then can be used to operate garden lamp for next 25 hours after.

Keywords: solar module, garden lamp, solar cell, multicrystalline silicon

Abstrak

Dalam upaya untuk mengurangi beban terhadap pemanasan global dan memanfaatkan keunggulan energi surya sebagai Energi Baru dan Terbarukan, Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET)- LIPI telah mengembangkan sel surya yang dirakit menjadi modul surya untuk keperluan Pembangkit Listrik Tenaga Surya yang berdaya rendah.

Tulisan ini menunjukkan proses pembuatan modul surya yang tersusun atas 20 sel surya silikon multikristal berukuran $5 \times 5 \text{ cm}^2$ secara seri untuk aplikasi lampu taman. Proses assembling sel surya menjadi modul surya dilakukan melalui beberapa tahapan proses, yaitu Tabbing, Matrixing, Lay-up, Laminating, Framing dan pengukuran kurva I - V. Dari hasil pengukuran didapat daya maksimum, P_{max} sebesar 3,43 W dengan tegangan V_{pm} dan arus I_{pm} masing-masing sebesar 7,94 V dan 0,433 A.

Dalam tulisan ini juga dibahas proses pembuatan lampu taman yang menggunakan baterai 6 V, 4,5 Ah, rangkaian pengatur, serta lampu penerangan yang menggunakan 24 super bright LED. Berdasarkan pada karakteristik listriknya modul surya yang digunakan diperkirakan mampu mengisi baterai secara penuh pada siang hari yang selanjutnya dapat digunakan untuk menyalakan lampu taman secara terus menerus selama 25 jam berikutnya.

Kata Kunci: modul surya, lampu taman, sel surya, silikon multikristal.

1 Pendahuluan

Pemanasan global merupakan masalah serius yang dapat menyebabkan terjadinya perubahan iklim. Hal ini terutama disebabkan oleh tingginya kandungan gas rumah kaca seperti CO_2 di atmosfer akibat pemakaian energi fosil yang berlebihan. Pada tahun 2100 temperatur bumi diperkirakan akan meningkat sekitar 1.8 - 4,0 °C dan permukaan air laut naik sekitar 18-59 cm dari sekarang. Perkiraan ini bergantung pada model atau skenario emisi CO_2 yang digunakan di masa

mendatang^[1]. Konsekuensi dari perubahan iklim yang drastis ini akan meningkatkan frekuensi dan kekerasan bencana alam yang terjadi dan mungkin akan menimbulkan efek yang lebih membinasakan lagi bagi kehidupan manusia dan makhluk lain yang ada di permukaan bumi dalam beberapa dekade mendatang. Untuk mengatasi hal ini, penggunaan energi yang ada harus beralih ke Energi Baru dan Terbarukan (EBT) yang merupakan energi bersih dan ramah lingkungan. Salah satunya adalah Pembangkit Listrik Tenaga Surya (PLTS).

Indonesia merupakan negara kepulauan yang secara geografis terletak pada 6 LU -11LS dan 95-141BT, di mana di seluruh wilayahnya matahari bersinar sepanjang tahun dengan intensitas 4-5,7 kWh/m²/hari^[2]. Hal ini merupakan potensi energi yang cukup besar bila diimplementasikan dalam sistem PLTS. Selain ketersediaan sinar matahari yang melimpah, rendahnya resiko dalam penggunaannya serta ramah lingkungan, biaya pemeliharaan yang murah serta tidak dibutuhkannya sistem saluran transmisi, membuat energi surya menjadi energi alternatif yang lebih menarik dibandingkan dengan EBT lainnya dalam mengatasi krisis energi.

Dalam upaya untuk mengurangi beban terhadap pemanasan global dan memanfaatkan keunggulan energi surya sebagai EBT, Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET)- LIPI telah mengembangkan sel surya yang dirakit menjadi modul surya untuk keperluan PLTS. Karena keterbatasan fasilitas peralatan, efisiensi sel surya yang dihasilkan masih di bawah efisiensi sel surya yang beredar di pasaran yakni sekitar 13-16%. Namun demikian modul surya yang dihasilkan masih sesuai untuk aplikasi lampu taman, lampu menara, demokit pendidikan energi surya, dan berbagai aplikasi lain yang membutuhkan energi listrik berdaya rendah. Tulisan ini akan membahas pembuatan modul surya untuk aplikasi lampu taman.

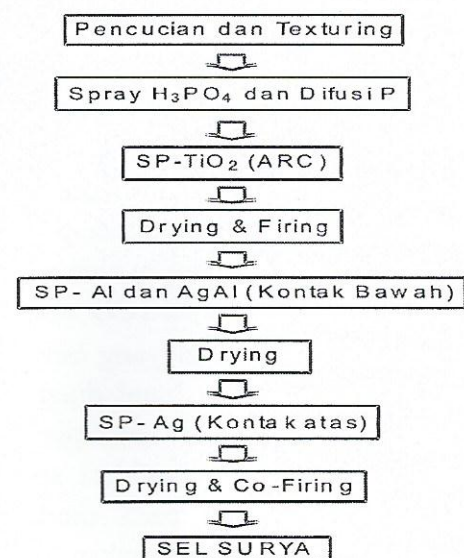
2. Metoda Penelitian

Metode penelitian yang digunakan meliputi: proses pembuatan sel surya, pembuatan modul surya, dan pembuatan lampu taman.

i. Proses Pembuatan Sel Surya

Bahan dasar yang digunakan dalam pembuatan sel surya adalah substrat wafer polisilikon tipe p dengan tebal 300 μm dan dimensi 5 cm x 5 cm. Gambar 1 menunjukkan urutan proses sel surya yang dimulai dari wafer Si polikristal. Secara garis besar proses pembuatan sel surya tersebut adalah sebagai berikut^[3]:

- ❑ Pencucian wafer Si dan teksturing
Wafer Si multikristal tipe-p, yang akan diproses terlebih dahulu dibersihkan. Selanjutnya dilakukan proses teksturing agar refleksi cahaya pada permukaan Si berkurang.
- ❑ Pembentukan p-n junction
Pembentukan p-n junction dilakukan dengan cara mendeposisikan uap phosphor (P) dari larutan asam fosfat, pada permukaan wafer Si secara *spray*, lalu dilakukan proses difusi pada suhu tinggi dengan menggunakan alat *conveyor furnace* untuk membentuk tipe-n di atas wafer Si tipe-p
- ❑ Pelapisan Anti Refleksi
Pelapisan anti refleksi dilakukan dengan alat *screen printing* menggunakan bahan pasta TiO₂, kemudian dilakukan proses *drying* dan *firing*
- ❑ Metalisasi
Pembuatan kontak pada bagian atas sel dilakukan dengan menggunakan pasta perak (Ag), sementara untuk bagian bawah menggunakan pasta aluminium (Al) dan campuran perak-aluminium (Ag/Al). Proses ini juga dilakukan dengan alat *screen printing* (SP), kemudian dilakukan proses *drying* untuk masing-masing kontak dan *co-firing* dengan *conveyor furnace*, sehingga diperoleh sampel sel surya.



Gambar 1 : Proses Pembuatan Sel Surya

ii. Proses Pembuatan Modul Surya

Sel surya yang diperoleh melalui tahapan proses seperti di atas, kemudian diasembling di PT LEN dan dikemas menjadi modul surya dengan menggunakan bahan-bahan yang tahan terhadap cuaca. Gambar 2 menunjukkan tahapan proses assembling sel surya menjadi modul surya. Tahapan proses tersebut adalah^[4]:

- Tabbings, yaitu pemasangan ribbon tab di daerah busbar sebagai penghubung antar sel;
- Matrixing atau interkoneksi sel, 20 sel disambung secara seri dalam bentuk matrik ukuran 5 x 4 sel;
- Test matrix;
- Lay-up, menyusun bahan-bahan untuk laminasi yang dimulai dari kaca, deretan sel surya, EVA dan tedlar;
- Laminasi, yaitu proses kapsulasi yang dilakukan dengan menggunakan alat laminator pada kondisi ruang vakum dan panas;
- Pemeriksaan hasil laminasi;

Framing, yaitu pemasangan frame Al dan terminal pada bagian belakang modul; Pengukuran kurva I - V modul surya.

- Pengukuran I-V

Pengukuran atau karakterisasi arus terhadap tegangan (I - V) dari modul surya hasil percobaan diukur dengan menggunakan alat SPI Sun simulator model 204 A dari Spire Corp. pada kondisi 100 mW/cm^2 .



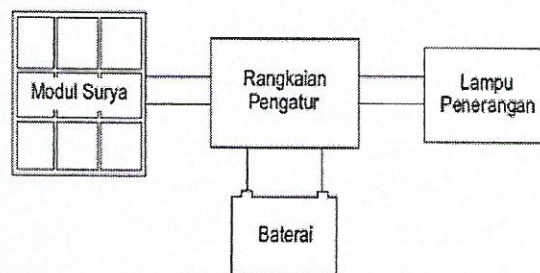
Gambar 2 : Proses Asembling Sel Surya

iii. Proses Pembuatan Lampu Taman

Komponen utama yang terlibat dalam pembuatan sistem lampu taman adalah:

1. Modul surya, yang digunakan sebagai sumber energi listrik.
2. Baterai, digunakan untuk menyimpan muatan listrik yang dibangkitkan oleh modul surya. Kapasitas baterai yang digunakan adalah 6 Volt, 4,5 Ah.
3. Rangkaian pengatur, digunakan agar lampu penerangan hanya menyala pada malam hari dan pada siang hari terjadi pengisian arus listrik ke dalam baterai.
4. Lampu penerangan, menggunakan 24 buah super bright LED yang disusun seri paralel

Gambar 3 menunjukkan diagram sistem lampu taman yang dibuat. Lampu taman yang telah terbentuk kemudian diujicoba di sebuah taman di dalam kompleks LIPI Bandung, untuk mengetahui performansinya.



Gambar 3 : Diagram sistem lampu taman

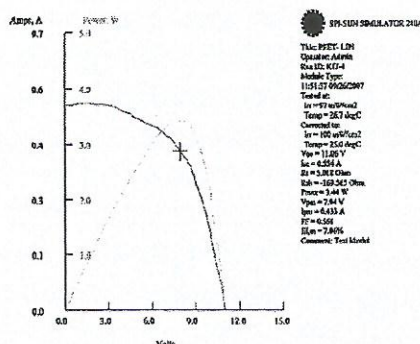
3. Hasil Penelitian dan Pembahasan

i. Karakteristik listrik modul surya

Sesuai dengan aplikasinya sel surya disusun dalam suatu modul melalui rangkaian seri atau paralel untuk mencapai karakteristik listrik yang diinginkan. Rangkaian seri disusun untuk meningkatkan tegangan, sementara rangkaian paralel untuk memperbesar arus^[5]. Pada pembuatan modul ini, 20 buah sel surya hanya disusun seri untuk mendapatkan tegangan yang tinggi. Jika masing-masing sel mempunyai tegangan sirkuit terbuka, V_{oc} sekitar 0,55 V maka akan didapatkan tegangan V_{oc} untuk modul surya.

sekitar 11 V. Tegangan yang besar diperlukan agar pada siang hari modul surya membangkitkan energi listrik yang mampu mengisi baterai 6 V dan 4,5 Ah meskipun pada cuaca sedikit mendung.

Gambar 4 menunjukkan karakteristik listrik modul surya hasil pengukuran dengan menggunakan alat SPI Sun simulator yang kemudian ditabulasikan pada Tabel 1. Terlihat pada gambar atau tabel bahwa daya maksimum $P_{\max}$ yang mampu dihasilkan oleh modul surya adalah 3,44 W pada tegangan V_{pm} 7,94 V dan arus I_{pm} 0,433 A. Daya sebesar ini dapat digunakan untuk aplikasi lampu taman yang biasa menggunakan lampu penerangan LED super bright yang berdaya rendah sekitar 0,045 W. Selain itu dengan tegangan V_{pm} yang dihasilkan sebesar 7,94 V, modul surya dipastikan dapat mengalirkan arus listrik untuk mengisi baterai 6V.



Gambar 4 : Karakteristik Listrik Modul Surya

Tabel 1. Karakteristik listrik modul surya

Karakteristik Listrik	Nilai
V_{OC}	11,06 V
I_{SC}	0,554 A
$P_{\max}$	3,44 W
V_{pm}	7,94 V
I_{pm}	0,433 A

ii. Pengosongan dan Pengisian Arus Listrik Baterai

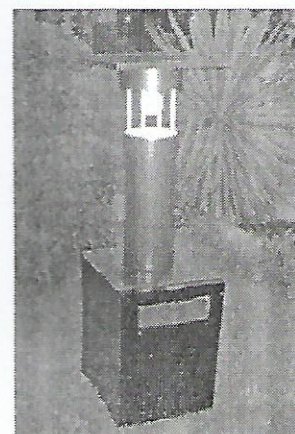
Lampu LED super bright yang digunakan sebagai lampu penerangan mempunyai tegangan nyala sebesar 3 V. Sesuai dengan tegangan baterai

yang digunakan (6 V), 24 LED super bright disusun menjadi 12 rangkaian paralel, yang masing-masing rangkaian paralel mengandung 2 LED yang disusun seri. Jika daya masing-masing LED sekitar 0,045 W, maka daya yang diperlukan secara keseluruhan untuk lampu taman (24 LED) adalah sekitar 1,08 W. Jika baterai yang digunakan 6 V, 4,5 Ah (27 Wh) dalam keadaan penuh dan lampu taman menyala terus menerus, maka lampu taman akan mati 25 jam kemudian (baterai kosong).

Sementara itu, dengan daya maksimum dari modul surya yang digunakan sebesar 3,44 W, untuk mengisi baterai dengan kapasitas 27 Wh dibutuhkan waktu pengisian sekitar 7,8 h (7,8 jam). Kurun waktu ini sama dengan selang waktu cuaca terang dengan matahari bersinar terik antara jam 08.00 pagi sampai dengan jam 16.00 sore. Oleh karena itu pengisian baterai oleh modul surya selama siang hari dapat digunakan untuk menyalakan lampu taman tanpa henti selama sehari semalam (25 jam berikutnya).

iii. Uji coba lampu taman

Gambar 5 menunjukkan foto prototipe lampu taman yang telah dibuat (dalam kondisi menyala pada malam hari). Tabel 2 merangkum hasil pengamatan selama 10 hari mengenai jam nyala dan jam padam dari lampu taman yang diujicobakan. Selama pengamatan, lampu taman bekerja sesuai dengan rancangan, di mana kondisi



Gambar 5. Foto prototipe lampu taman

Tabel 2. Hasil Pengamatan
Lampu Taman di LIPI OUTLET

Tanggal	Jam Nyala	Jam Padam	Keterangan
29 - 6 -2009	16.30	05.10	Cuaca mendung
30 - 6 -2009	17.20	05.00	Cuaca terang
1 - 7 - 2009	17.46	05.25	Cuaca terang
2 - 7 - 2009	17.45	06.10	Cuaca terang
3 - 7 - 2009	17.45	06.00	Cuaca terang
4 - 7 - 2009	17.45	05.35	Cuaca terang
5 - 7 - 2009	17.45	06.00	Cuaca terang
6 - 7 - 2009	17.35	06.00	Cuaca terang
7 - 7 - 2009	17.15	06.00	Cuaca terang
8 - 7 - 2009	17.15	06.00	Cuaca terang

nyala dan padam lampu taman bergantung pada gelap (mendung) dan terang cuaca. Secara umum, lampu taman mulai padam pada jam 05.00 - 06.00 dan mulai menyala pada jam 17.15 - 17.45 kecuali pada saat cuaca mendung, lampu menyala lebih awal yakni pada jam 16.30.

Nyala dan padamnya lampu taman dikendalikan oleh rangkaian pengatur (seperti yang tertera pada Gambar 3) dengan modul surya sendiri yang bertindak sebagai sensor cahayanya. Hal ini dilakukan dengan cara mengatur sedemikian rupa pada rangkaian elektronik bila tegangan yang dihasilkan oleh modul surya kurang dari 0,5 V (cuaca mendung atau gelap) lampu taman akan menyala. Sebaliknya bila tegangan yang dihasilkan oleh modul surya lebih dari 0,5 V (cuaca terang) lampu taman akan padam. Pengisian arus listrik ke dalam baterai akan terjadi bila tegangan yang dihasilkan oleh modul surya lebih besar dari tegangan baterai yakni 6 V.

4. Kesimpulan

Modul surya yang dibuat mempunyai daya maksimum P_{max} sebesar 3,43 W dengan tegangan V_{pm} dan arus I_{pm} masing-masing sebesar 7,94 V dan 0,433 A. Kondisi ini dipastikan dapat mengalirkan arus listrik untuk mengisi baterai 6V.

Berdasarkan pada karakteristik listriknya serta kapasitas baterai dan jumlah LED yang digunakan, modul surya yang dibuat diperkirakan mampu mengisi baterai secara penuh pada siang hari yang selanjutnya dapat digunakan untuk

menyalakan lampu taman secara terus menerus selama 25 jam berikutnya.

Lampu taman yang dibuat telah bekerja sesuai dengan rancangan, yang pada umumnya menyala pada sekitar jam 17.15 - 17.45 dan padam pada jam 05.00 - 06.00. Pada cuaca mendung lampu taman akan menyala lebih awal.

Ucapan Terima Kasih

Kegiatan penelitian ini dapat terlaksana melalui Program Insentif Kapasitas Iptek Sistem Produksi dari Kementerian Riset dan Teknologi. Ucapan terima kasih kami sampaikan pula kepada PT. LEN Industri (Persero) atas penggunaan fasilitas peralatan, serta sdr. Jojo Hidayat dan sdr. A. Wahid Aminudin yang membantu pelaksanaan penelitian ini.

5. Daftar Pustaka

1. IPCC: Summary for Policymakers, In: *Climate Change 2007: The Physical Science Basis. Contribution of Working Group I to the Fourth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change*, Cambridge University Press, Cambridge, United Kingdom and New York, NY, USA, 2007. Website: <http://www.ipcc.ch/pdf/assessment-report/ar4/wg1/ar4-wg1-spm.pdf>
2. Margadalam, V., "Research Activities on Renewable Energy", Presented at Seminar on Sustainable Energy : Past Experiences-Future Strategies, STTNAS Yogyakarta, 18 July 2009.
3. Ika Ismet, Shobih, Erlyta S.R., "Industrial Solar Cell Processing", Proc. of 1st Intl. Workshop on Solar Energy Utilization, Jakarta, Sept. 2004.
4. Ika Ismet, Erlyta S.R., Shobih., "Perkembangan Penelitian Sel Surya Silikon Kristal", Seminar Nasional XIV Kimia Dalam Industri dan Lingkungan, 13-14 Des. 2005, Yogyakarta.
5. Wenham, S.R., Green, M.A., Watt, M.E., and Corkish M., "Applied Photovoltaic", Second Edition, John Wiley & Sons, West Sussex, England, 2003, hal. 77-78.

Teknik *Hot Press* pada Pembuatan Magnet Bonded Hybrid

Novrita Idayanti dan Nanang Sudradjat

Pusat Penelitian Elektronika & Telekomunikasi (PPET) - LIPI

Jl. Sangkuriang Komp.LIPI Gd.20 Bandung

Tlp. (022) 2504660, Fax. (022) 2504659

email : novrita@ppet.lip.go.id

Abstract

Research on magnet bonded hybrid have been done by using hot pressing process. This magnet were made of mixture of hard magnetic Barium Ferrite ($\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$) and Neodymium Iron Boron (NdFeB) with material polymer Phenol Formaldehyde (Bakelite) as a bonded. The chemical composition of $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ powder and NdFeB powder as a hard magnet material is 50 : 50 % by weight, while the chemical composition between hard magnetic powder and Phenol Formaldehyde were varied at 80 : 20 and 90 : 10 % by weight respectively. Hot press processes were varied at temperature 100°C and 150°C for 5 minutes and 10 minutes with compaction press 2 tons. The measured magnetic field density using Gauss Meter shows an optimal magnetic field at temperature 150°C for 10 minutes. density of 820 Gauss

Key words : magnet bonded hybrid, barium ferrite, neodymium iron boron, hot press.

Abstrak

Telah dilakukan proses hot press pada pembuatan magnet bonded hybrid. Magnet ini dibuat dari dua campuran material magnet permanen Barium Ferrite ($\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$) dan Neodymium Iron Boron (NdFeB) dengan bahan polymer Phenol Formaldehyde (Bakelite) sebagai bonded. Perbandingan komposisi serbuk $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ dan serbuk NdFeB adalah 50 : 50 % berat, sedangkan perbandingan komposisi serbuk magnet permanen dan bahan polimer Phenol Formaldehyde divariasikan pada 80 : 20 dan 90 : 10 masing-masing % berat. Proses hot press divariasikan pada temperatur 100°C dan 150°C , selama 5 menit dan 10 menit dengan tekanan 2 ton. Hasil karakterisasi dengan Gauss Meter menunjukkan bahwa sampel magnet pada temperatur 150°C selama 10 menit menunjukkan hasil optimal yang dicapai yaitu sebesar 820 gauss.

Kata Kunci : magnet bonded hybrid, barium ferit, neodymium iron boron, hot press.

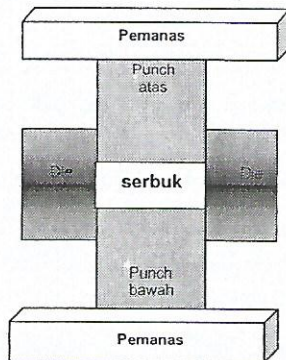
1. Pendahuluan

Magnet bonded hybrid merupakan penggabungan dua buah magnet permanen Barium ferit dan NdFeB pada komposisi tertentu. Kedua bahan ini akan dibonded dengan bahan polimer seperti resin epoksi, polyester, phenol formaldehyde dan lain - lain. Tujuan dari penggabungan kedua magnet permanen tersebut adalah untuk meningkatkan temperatur operasi, temperatur curie, ketahanan korosi dan meningkatkan sifat magnet. Teknologi proses yang digunakan adalah metalurgi serbuk (powder metalurgy) dengan tahapan mixing, milling, pressing, sintering dan magnetisasi sehingga

dihasilkan magnet permanen. Percobaan pembuatan magnet bonded hybrid pernah dilakukan oleh Schneider dengan menggabungkan serbuk NdFeB dan serbuk stronsium ferit dengan perbandingan 20 : 70 % ferit persen berat [1]. B. Slusarek menggabungkan serbuk magnet NdFeB dan serbuk Stronsium Ferit untuk diaplikasikan pada DC Motor, dimana magnet ini dapat meningkatkan efisiensi dan daya dari motor DC tersebut [2].

Percobaan kali ini difokuskan pada teknik hot press dengan menggunakan binder phenol formaldehyde (bakelite) sebagai pengikat. Proses hot press adalah proses pembentukan material

magnet yang ditambah dengan bahan pengikat, kemudian dikompaksi pada tekanan tertentu sambil dipanaskan, sehingga menghasilkan sampel magnet padat yang siap untuk diukur dan dimagnetisasi. Temperatur hot press pada penelitian ini berkisar antara 100 350°C. Ilustrasi proses, dapat dilihat pada gambar 1 di bawah ini.



Gambar 1 : Proses Hot Press

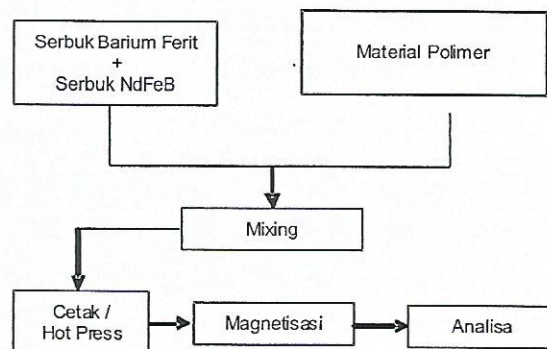
Menurut German [3], ada beberapa teknik hot press yang sering digunakan dalam powder metalurgy, yaitu *Uniaxial Hot Pressing*, *Hot Isostatic Compaction*, *Powder Forging*, *Pseudo-Isostatic* dan *Powder Extrusion*.

Uniaxial Hot Pressing adalah suatu teknik kompaksi yang diilustrasikan seperti pada gambar 1. Serbuk sampel diletakkan di dalam die, kemudian ditekan sampai dengan 50 MPa dan temperatur heater sampai dengan 2200°C. Teknik *Hot Isostatic Compaction* adalah untuk membentuk material yang bersifat sangat isotropic dan full density, seperti nikel superalloys, titanium dan aluminium. Teknik ini dapat menggunakan dies yang bersifat fleksibel dan tekanan isotropic yang menggunakan gas nitrogen atau argon. Tekanan yang digunakan sampai dengan 200 MPa dan temperatur maksimum 2200°C. *Powder Forging* adalah suatu teknik deformasi proses yang membentuk material pada kondisi low strength dan high ductility. Densitas sampel yang sudah terbentuk, dapat ditingkatkan kembali dengan teknik ini hingga mencapai 100 %. *Pseudo-Isostatic* adalah

merupakan teknik baru untuk membentuk material padat dengan menggunakan hot ceramic granules untuk mengalirkan panas dan tekanan ke sampel yang akan dibentuk, terakhir adalah teknik *Powder Extrusion* yang dapat membentuk material dengan cara menempatkan serbuk dalam suatu can, kemudian di-ekstrusi dengan suatu penetrator. Seluruh teknik tersebut selain bertujuan untuk membentuk sampel, juga untuk meningkatkan densitas.

2. Eksperimen

Magnet bonded hybrid disiapkan dengan mencampurkan serbuk magnet Barium Ferit yang telah dibuat dengan teknologi metalurgi serbuk dengan serbuk magnet neodymium Iron Boron dengan perbandingan 50 : 50 dalam persen berat, yang disebut sebagai campuran magnet permanen.



Gambar 2 : Diagram Alir Proses

3. Hasil Penelitian dan Analisa

Campuran serbuk ini ditambah dengan bahan polimer Phenol Formaldehyde atau biasa disebut dengan bakelit sebagai binder. Perbandingan serbuk magnet dan bakelit divariasikan pada 80 : 20 dan 90 : 10 masing-masing dalam persen berat. Selanjutnya adalah proses kompaksi dengan hot press pada tekanan 2 ton, temperatur 100°C dan 150°C selama 5 menit dan 10 menit. Selanjutnya didapat magnet permanen yang sudah compact atau padat dan kemudian di magnetisasi. Diagram alir proses dapat dilihat pada diagram 2 di bawah ini.

Karakterisasi kerapatan kuat medan magnet bonded hybrid dilakukan dengan Gauss Meter untuk mengetahui induksi remanen (Br) dan Permagraph Magnet Physik Germany untuk mengetahui induksi nilai Br dalam medan magnet dan karakteristik magnet lainnya, seperti Koersifitas (Hc) dan Kuat Medan Maksimum (BHmax). Densitas dihitung dari massa sampel yang dibagi dengan volume.

Pada tabel 1 dapat dilihat hasil karakterisasi Br dengan gauss meter. Sampel A menunjukkan perbandingan komposisi magnet permanen : binder = 80 : 20 % berat dan sampel B dengan perbandingan 90 : 10 % berat.

Tabel 1. Nilai Br magnet bonded hybrid pada variasi tempertur dan waktu hot press.

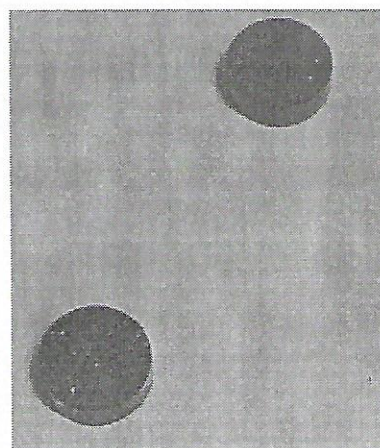
Sample	Induksi Remanen (Br), Gauss			
	100°C		150°C	
	5	10	5	10
A (80 % : 20%)	520	640	680	820
B (90 % : 10%)	740	800	800	820

Dari data di atas dapat dilihat bahwa naiknya temperatur hot press meningkatkan nilai Br, begitu juga dengan lamanya waktu kompaksi. Sampel A pada temperatur 100°C dan waktu 5 menit memiliki nilai Br 520 gauss, meningkat menjadi 640 gauss setelah 10 menit. Nilai Br kembali meningkat pada temperatur kompaksi 150°C, dan paling tinggi 820 gauss pada waktu kompaksi 10 menit. Hal ini disebabkan karena bonded bakelit dapat mengikat serbuk barium ferit dan NdFeB semakin sempurna pada temperatur yang lebih tinggi, sehingga bentuk magnet lebih padat dan sempurna. Hal ini juga terjadi pada sampel B.

Sampel B memiliki nilai Br yang lebih tinggi dari sampel A pada temperatur 100°C, tetapi memiliki nilai yang sama pada 150°C, dan waktu 10 menit yaitu 820 gauss.

Dari data di atas dapat dilihat bahwa naiknya temperatur hot press meningkatkan nilai Br, begitu juga dengan lamanya waktu kompaksi. Sampel A pada temperatur 100°C dan waktu 5 menit memiliki nilai Br 520 gauss, meningkat menjadi 640 gauss setelah 10 menit. Nilai Br kembali meningkat pada temperatur kompaksi 150°C, dan paling tinggi 820 gauss pada waktu kompaksi 10 menit. Hal ini disebabkan karena bonded bakelit dapat mengikat serbuk barium ferit dan NdFeB semakin sempurna pada temperatur yang lebih tinggi, sehingga bentuk magnet lebih padat dan sempurna. Hal ini juga terjadi pada sampel B.

Sampel B memiliki nilai Br yang lebih tinggi dari sampel A pada temperatur 100°C, tetapi memiliki nilai yang sama pada 150°C, dan waktu 10 menit yaitu 820 gauss.



Gambar 3 : Magnet sample A dan B dengan diameter 19,65 mm dan tebal 6 mm.

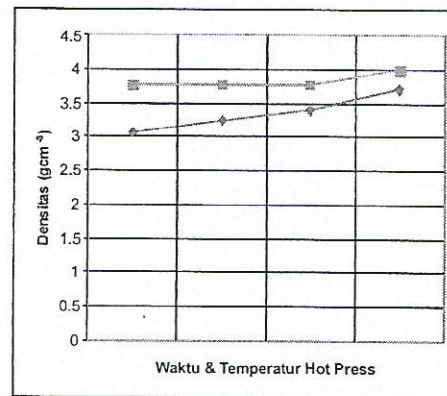
Dari data ini dapat diketahui bahwa perbedaan komposisi sampel A dan B berpengaruh pada temperatur 100°C dengan waktu 5 dan 10 menit dan pada temperatur 150°C dengan waktu 5 menit. Hal ini disebabkan karena sampel B menggunakan material bonded yang lebih sedikit dibandingkan sampel A, sehingga memiliki persentase kandungan magnet permanen yang lebih banyak. Nilai Br sampel A menjadi sama setelah waktu kompaksi 10 menit yaitu sebesar 820 Gauss.

Tabel 2. Karakteristik magnet Sample A

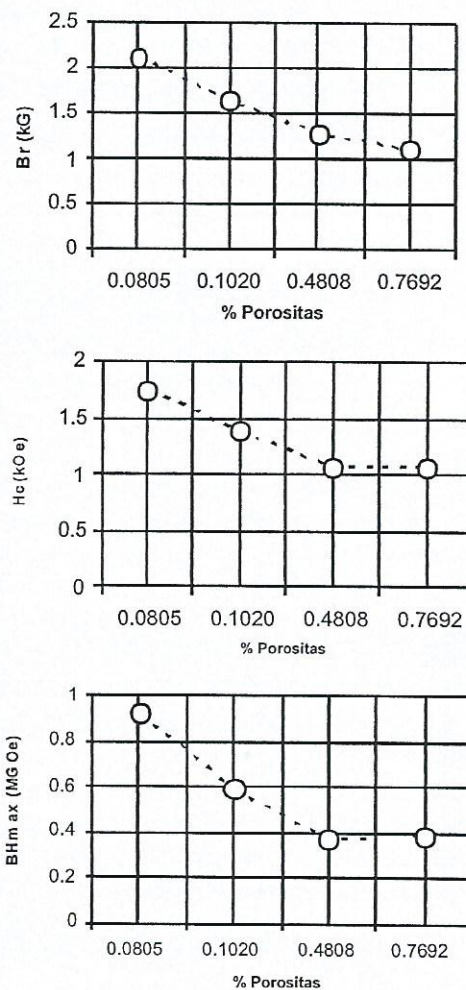
Sifat Magnet	100°C		150°C	
	5	10	5	10
Br (kG)	0.75	0.78	0.9	1.10
Hc (kOe)	4.05	3.792	4.9	5.667
BHmax (MGOe)	0.13	0.13	0.18	0.26
Density (g/cm ³)	3.07	3.24	3.4	3.7

Tabel 3. Karakteristik magnet Sample B

Sifat Magnet	100°C		150°C	
	5	10	5	10
Br (kG)	1.12	1.21	1.32	1.36
Hc (kOe)	4.386	4.833	5.5	5.35
BHmax (MGOe)	0.27	0.31	0.37	0.40
Density (g/cm ³)	3.77	3.78	3.78	4.0

**Gambar 4 :** Pengaruh waktu dan temperatur hot press terhadap densitas

Pengaruh porositas terhadap sifat magnet pada penelitian sebelumnya dapat dilihat pada gambar 4 di bawah ini.

**Gambar 5 :** Pengaruh Porositas terhadap karakteristik magnet Barium Ferit [5].

4. Kesimpulan

Dari hasil percobaan dapat disimpulkan bahwa teknik hot press dapat dilakukan untuk pembuatan magnet bonded hybrid. Temperatur dan waktu hot press dapat mempengaruhi karakteristik magnet yang dihasilkan. Semakin tinggi temperatur hot press karakteristik magnet seperti Br, Hc dan BHmaks semakin meningkat, begitu juga dengan nilai densitas. Hal ini terjadi pada sampel A dan juga pada sampel B. Nilai karakteristik sampel B lebih baik dari sampel A, hal ini disebabkan karena sampel B hanya menggunakan 10% bakelite dan sampel A menggunakan bakelite sebanyak 20 %.

Sifat magnet terbaik yang didapat dari hasil penelitian ini adalah sampel B, pada temperatur hot press 150°C dan waktu 10 menit, dengan nilai Br sebesar 1,35 kG, Hc sebesar 5,35 kOe, BHmax sebesar 0,4 MGOe, densitas sebesar 4,00 gcm⁻³. Nilai Br maksimal untuk sampel A dan B yang diukur dengan Gauss Meter Yokogawa menunjukkan angka yang sama yaitu 820 Gauss.

Ucapan Terima kasih

Penelitian ini didanai oleh program DIKTI tahun 2009.

5. Daftar Pustaka

1. J. Schneider, R. Knehan (1996), "Bonded Hybrid Magnet", *Elsevier, Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, **157/158**, 27 28.
2. B. Slusarek, I. Dudzikowski (2002), "Application of Permanent Magnets Made from NdFeB Powder and from Mixtures of Powder in DC Motors", *Elsevier, Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, **239**, 597 599.
3. R.M.German, (1994), "powder metallurgy science", *second edition, library of congress cataloging in publication data*.
4. N. Idayanti (2006), "Thesis Pembuatan magnet Barium Ferit dengan Metoda Sol Gel". *Pasca Sarjana Teknik Material, ITB*.
5. http://www.duramag.com/magnetic_materials/Neodymium/Default.asp
6. http://www.cy-magnetics.com/Mag_HardFerrite.htm.
7. Goldman A., (1990), "Modern Ferrite Technology", *Van Nostrand Reinhold*, New York.

Aplikasi Switch RF Berbasis Teknologi MEMS (*Micro Electromechanical System*) Pada Desain Sistem Peralatan Radar

Sri Hardiati, Pamungkas Daud, Sulistyaningsih, Yusuf N.W, Eko Joni.P

Peneliti Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET-LIPI)

Jl. Sangkuriang Bandung 40135

e-mail:ash_egt@yahoo.com

Abstract

RF switch (Radio Frequency) is a switch of high frequency which has function to give switching RF signal in Radar equipments operation system. Design RF switch for Radar equipments need low insertion loss and good insulation. RF switch using MEMS technology give a better performance for Radar equipments system. The issue in this paper is about the advantage RF switch using MEMS technology for Radar equipments system.

Key words : *switching, radar, MEMs*

Abstrak

Switch RF (Radio frequency) merupakan suatu switch untuk frekuensi tinggi yang berfungsi memberikan switching sinyal RF dalam sistem pengoperasian peralatan Radar. Switch RF untuk sistem Radar memerlukan *insertion loss* yang rendah dan isolasi yang baik. Switch RF dengan teknologi MEMS memberikan performance lebih baik untuk digunakan pada sistem pengoperasian peralatan Radar. Dalam paper ini akan dibahas mengenai keuntungan switch RF yang didesain menggunakan teknologi MEMS untuk pemakaian pada sistem peralatan Radar.

Kata Kunci : *switching, radar, MEMs*

1. Pendahuluan.

Sistem Radar merupakan suatu pemancar yang memberikan energi yang cukup untuk mendeteksi suatu target dengan menghasilkan bentuk gelombang yang diinginkan, membangkitkan sinyal stabil sehingga processing sinyal Doppler dapat dilakukan tanpa menghasilkan noise dalam transmitter, efisien tinggi, keandalan tinggi serta dengan ukuran, berat sesuai dengan aplikasi yang diharapkan. Desain sistem radar memerlukan switch frekuensi tinggi yang digunakan untuk memberikan switching sinyal RF. Jenis switch RF yang digunakan untuk radar antara lain jenis PIN diode, FET dan Switch RF teknologi MEMS.

Switch dan Relay merupakan komponen vital dari semua sistem otomatis. Switching memberikan interface antara system dan device dengan kemampuan sinyal kembali secara otomatis, dan meningkatkan flexibility. Switch MEMS dikenal sebab menggunakan *electrostatic actuation* untuk menimbulkan gerakan dari suatu beam atau suatu membrane yang menghasilkan *ohmic contact*, sehingga suatu sinyal RF diijinkan untuk melaluinya atau

dengan adanya suatu perubahan kapasitansi, sinyal yang mengalir merupakan sinyal gangguan (*interrupted*) dan pada umumnya dikandaskan (*ground*). Switch jenis PIN Diode yang digunakan sebagai Switch dalam sistem Radar mempunyai karakteristik loss tinggi, power konsumsi tinggi dan merupakan peralatan non linier. Switch MEMS menunjukkan insertion loss kurang 0,5 dB dan konsumsi power rendah.

Dalam desain radar faktor terpenting yang ditimbulkan dari radar yaitu loss yang terjadi dari keseluruhan sistem. Berbagai macam loss yang ditimbulkan dari device device radar diantaranya loss yang ditimbulkan suatu switch yang diaplikasikan dalam sistem radar. Usaha untuk mengurangi loss tergantung dari desain radar, maka dengan menerapkan switch MEMS dalam sistem desain Radar merupakan salah satu faktor untuk memperbaiki performance peralatan radar.

2. Deskripsi Switch RF MEMS.

Dalam desain Switch RF, karakteristik mekanisme gerakan penting. Dalam posisi on, konfigurasi terhubung dengan input port dari sistem ke output port. Dalam kondisi

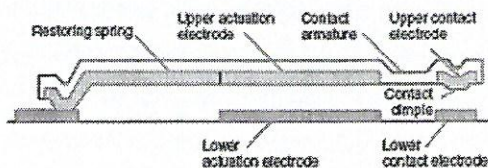
off, switch tidak terhubung ports. Jumlah pole ditentukan sebagai jumlah input terminal atau input port switch, dan jumlah yang dilewatkan/ dilepas adalah jumlah output terminal atau output port.

Microelectronic switch, seperti GaAs MESFETs (metal-semiconductor field effect transistor) dan switch PIN (Positive-intrinsic-negative) diode biasa digunakan dalam radar. Kerugian dari switch elektronik adalah insertion loss tinggi dan isolasi dalam switch on/off tidak bagus. Switch RF dengan teknologi MEMS mempunyai insertion loss rendah dan isolasi yang bagus pada frekuensi microwave dan gelombang millimeter.

Karakteristik Switch MEMS digolongkan berdasarkan 4 topologi:

1. co-planar cantilever series switch.
2. Shunt cantilever Switch.
3. Membrane Switch
4. Mercury contact Switch.

Switch MEMS terdiri dari substrat, *electrode* atas yang melekat pada *electrode* bawah. Terlihat dalam gambar : 1.

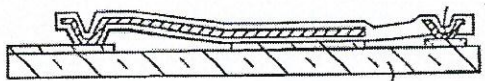


Gambar 1 : Struktur Switch MEMS

Dalam pengukuran sinyal RF yang dikerjakan pada beberapa switch yaitu : insertion loss dalam posisi on, Isolasi dalam posisi off dan return loss dalam posisi on/off. Adapun frekuensi switching dari switch RF juga merupakan parameter yang perlu dioptimumkan. Gerakan switch MEMS dalam posisi on/off dapat ditunjukkan pada gambar : 2 dan 3.



Gambar 2 : Switch Terbuka
(sinyal terisolasi)



Gambar 3 : Switch Tertutup
(Sinyal ditransmisikan)

Switch MEMS memberikan pengoperasian kecepatan tinggi untuk sistem komunikasi RF, tetapi mempunyai batas kecepatan sistem mekanik yang cukup/tahan.

Switch RF MEMS memiliki performance :

Mampu untuk beroperasi dalam jangkauan frekuensi

radio (RF) dari beberapa MHz sampai 40 GHz.

Dapat digunakan sebagai switch Antena, mode switch, dan switch transmit atau receive.

Insertion loss rendah (kurang dari 0,5 dB), Return loss rendah, Isolasi bagus, pemakaian power rendah.

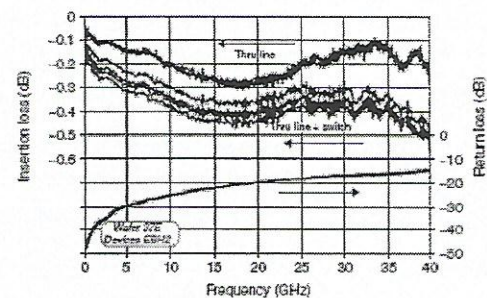
Tegangan penggerak rendah.

Kecepatan switching < 5 μ s

Distorsi intermodulasi rendah dibanding semiconductor lain.

Mekanisme switching dapat dalam bentuk cantilever, rotary atau konfigurasi membrane.

Konfigurasi Switch Micromechanical dalam input single pole atau multiple pole, dan output switch berupa single pole atau multipole dan switch mempunyai karakteristik linearity tinggi. Karakteristik Insertion loss dan return loss terhadap frekuensi dapat dilihat pada gambar : 4.[1]



Gambar 4 : Insertion loss dan Return loss
dari Switch RF MEMS

Parameter dari switch RF yang perlu diperhatikan yaitu Insertion Loss dan isolasi yang berhubungan dengan kapasitansi suatu switch bila switch dalam posisi on dan off.

3. Konsep Switch Dalam desain Sistem Radar.

Konstruksi sistem peralatan radar terdiri dari bagian pemancar radar yang berfungsi mentransmisikan sinyal radar dan bagian radar penerima yang akan menerima refleksi dari sinyal radar yang ditransmisikan ke arah target. Sinyal yang ditransmisikan dan yang diterima melalui suatu Antena, dimana model antenna ada 2 yaitu

1. Sistem Antena tunggal digunakan sebagai antenna Radar pemancar dan Radar penerima.
2. Sistem antenna Radar pemancar dan antenna Radar penerima dalam kondisi terpisah.

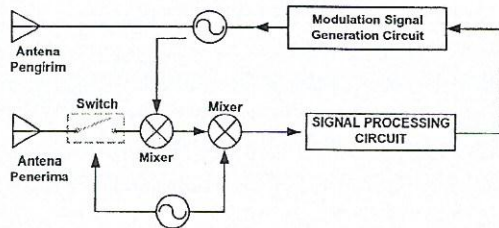
Dalam desain sistem peralatan radar, untuk melakukan switching pada umumnya terjadi dalam :

1. Modulator.
2. Antena

Switch RF untuk sinyal switching melalui saluran transmisi yang diaplikasikan di bagian saluran penerima radar, ditunjukkan dalam gambar : 5.

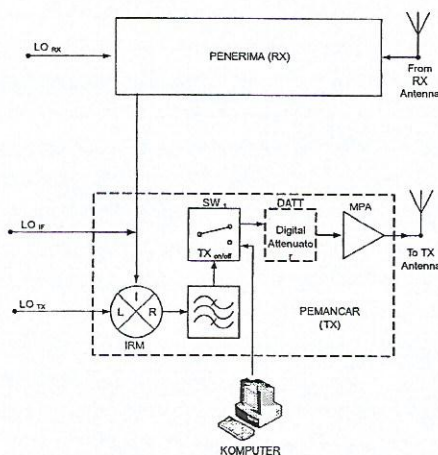
Konsep ini digunakan untuk menaikkan perbandingan

Signal to Noise Ratio (S/N) dari sinyal yang diterima. Sinyal modulasi dicatu ke dalam switch dari sumber sinyal untuk melakukan frekuensi modulasi dari sinyal penerima.



Gambar 5 : Aplikasi Switch RF dalam Konfigurasi Dasar Radar FMCW Monostatic

Sistem switching untuk pengendalian radar meliputi suatu radar *hold switch* dan penguncian pelepasan switch pada suatu *remote control*. Penekanan dari *hold Switch* dalam penempatan system radar yaitu mode mempertahankan pancaran atau mode standby. Adapun sistem desain radar kondisi diatas dapat ditunjukkan seperti block diagram : 6, Switch ini biasa digunakan untuk sistem radar yang mempunyai power tinggi dan biasanya digunakan untuk radar yang bergerak.



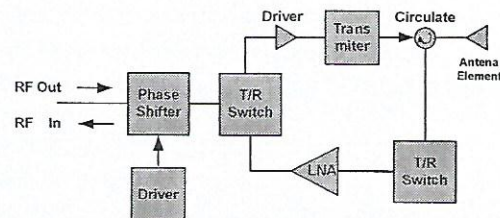
Gambar 6 : Switch Radar Dalam mode hold atau Standby dalam radar FMCW Monostatic

Antena Radar adalah directive yang mempunyai cara untuk mengemudikan (*steering*) beam dengan sudut. Antena mempunyai bermacam-macam tipe directive meliputi antenna reflector dengan bermacam-macam bentuk antara lain berbentuk phase Array. Perbedaan tersebut dipandang dari beam radiasi yaitu metode pembentukan beam yang dikemudikan dengan sudut.

Antena dalam melakukan scanning dengan cara mekanik atau elektronik. Antena Phase Array terdiri dari multiple elemen radiasi yang mana penggabungan sinyal

ditransmisikan selama pengoperasian dihasilkan pada elemen antenna single. Selama pengoperasian Antena phase Array, ini menggunakan *steering* transmisi beam phase array. *Steering* dari transmisi beam diimplementasikan dengan mekanik yaitu menggunakan system putaran fisik phase Array Antena. Pengemudian beam antenna secara mekanik yaitu dengan posisi fisik antenna atau secara elektronik yaitu dengan menggunakan phase shifter dengan phase array yang tetap. Phase shifter ini memerlukan switch *phase shift* yaitu perubahan posisi phase antara transmit dan receive.

Electronic Scan Array (ESA) untuk sistem radar terdiri dari beberapa modul transmit dan receive yang tergabung dengan bermacam-macam sistem RF dan masing-masing modul Transmit dan Receive (T/R) mempunyai rangkaian amplifier RF dan phase shifter ini membangkitkan sinyal RF untuk mengemudikan beam.



Gambar 7 : Aplikasi phase shifter dalam Radar phase Array

Modul Transmit/Receive tidak mengabaikan 5 fungsi dasar yaitu :[4]

1. untuk memberikan gain dan output power dalam mode transmit.
2. Untuk memberikan gain dan low-noise dalam mode receive.
3. Untuk switch antara posisi transmit dan receive.
4. Untuk memberikan phase shift untuk beam steering pada saluran ntransmit dan receive.
5. Untuk memberikan self-protection untuk Low-Noise Amplifier.

Karakteristik antenna ditentukan oleh posisi geometri dari radiator-radiator, amplitud dan phase yang ditimbulkan . Untuk aplikasi Radar modern, muncul electronically controlled phase shifters, switch-switch dan module transmit/receive, sehingga sistem langsung memperhatikan desain radar dengan menggunakan sistem *array antenna*.

Antena Array yang berotasi secara mekanik sebagian besar untuk radar air-surveillance frekuensi rendah. Frekuensi radar pada kenyataannya semakin bertambah frekuensi kerjanya sampai beroperasi dalam daerah microwave, maka pengendalian antenna phase array pada umumnya secara elektronik.

Phased array merupakan suatu directive antenna yang terbuat dari antenna individual atau elemen-elemen radiasi. Patern radiasi nya ditentukan oleh amplitude dan phase dari arus pada masing-masing dari element-elemen tersebut. Phase array antenna mempunyai keuntungan mampu memiliki beam yang dikendalikan secara elektronik dengan sudut dan perubahan phase dari arus pada masing-masing elemen. Beam antenna phase array dapat dikemudikan dengan sudut yang diinginkan dengan aplikasi phase progressive secara linier, atau shift dari elemen radiasi ke elemen radiasi

Beam dari phased array antenna yang tetap (fix) dan besar dapat secara cepat dikemudikan dari satu arah ke yang lain tanpa memerlukan secara mekanik dari posisi antenna yang besar dan berat, Contoh dari switch Transmit/Receive untuk radar phase array dapat dilihat pada gambar : 7.

Beam dapat dikemudikan dalam array dengan perubahan phase shift pada masing-masing elemen (gambar:). Normal Patern radiasi dari linier array dapat dinyatakan:[3]

$$G(\theta) = \frac{\sin^2 \left[N\pi \left(\frac{d}{\lambda} \right) (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{N^2 \sin^2 \left[\pi \left(\frac{d}{\lambda} \right) (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \quad 1$$

Keterangan :

N : jumlah array

θ_0 : Arah pada main beam.

d : jarak antar elemen

4. Switch MEMS dalam Phase Shifters

Phase Shifter merupakan rangkaian dengan ketetapan yaitu perbedaan phase antara sinyal input dan output yang dapat dikendalikan oleh sinyal kendali. Phase shifter dengan insertion rendah, power penggerak rendah, dan ringan, ini merupakan kunci Antena phase array.

Shift (pergeseran) phase dari sinyal dengan panjang gelombang λ , transisi suatu saluran dengan panjang l pada kecepatan v , perbedaan phase antara elemen yang berdekatan (ϕ) adalah[3]

$$\phi = 2\pi f l \sqrt{\mu\epsilon} \quad 2$$

Method untuk mencapai perubahan dengan phase shift sebagai berikut :

1. Frekuensi f merupakan metode yang sederhana untuk electronically scanning beam dan metode yang praktis untuk electronic beam steering dan digunakan untuk phased array radar.
2. Panjang saluran l , Inidikerjakan dengan electronically switching dengan panjang yang variable dari saluran transmisi untuk mencapai phase shift yang diinginkan .
3. Permeability μ material material yang menunjukkan

suatu perubahan dalam permeability dan oleh karena itu phase berubah.

4. Permittivity ϵ , Perubahan arus dari *electrical discharge* juga menghasilkan perubahan electron density yang menghasilkan perubahan permittivity.
5. Velocity v . Perubahan μ dan ϵ menyebabkan velocity(kecepatan) propagasi berubah

Kondisi diatas digunakan untuk pertimbangan devise dalam pergeseran phase untuk phase array. Phase shifter ada 2 tipe yaitu phase shifter analog dan secara umum phase shifter digital yang mana perbedaan phase shift seperti adalah 180°; 90°; 45°; 22,5°; 11,25°. Secara umum Phase shifter untuk aplikasi phase array radar harus

- Mampu berubah phase secara cepat.
- Mampu menangani peak tinggi dan power rata-rata tinggi.
- Diperlukan pengendalian sinyal yang beroperasi dengan power drive yang kecil.
- Low loss.
- Insentive untuk perubahan temperature.
- Ukuran kecil.
- Ringan (terutama untuk radar bergerak).

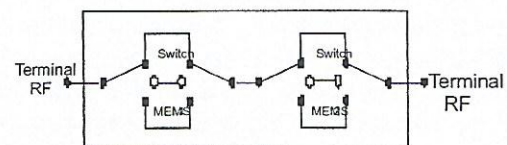
Dengan karakteristik yang diperlukan phase shifter tersebut, maka karakteristik yang dimiliki Switch MEMS untuk diterapkan dalam phase shifter lebih unggul dibandingkan semiconductor lain. Contoh penerapan Switch MEMS untuk model-model phase shifter dapat dilihat dalam gambar : 8,9,10,11

Beam steering phase shift antara elemen dapat ditunjukkan dalam persamaan : 2 [3]

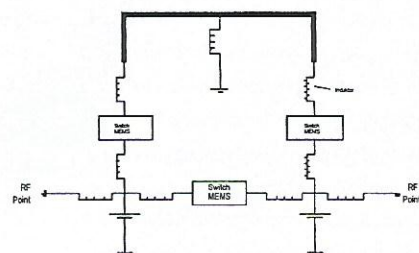
$$\Delta\phi_{beam} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \quad 2$$

d adalah jarak antar elemen.

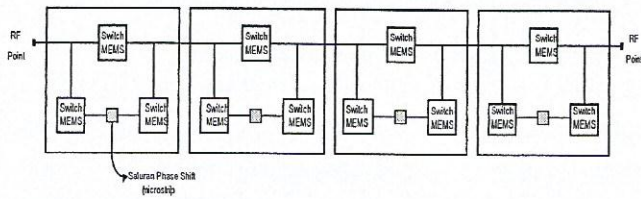
θ adalah beam steering angle relative terhadap antenna.



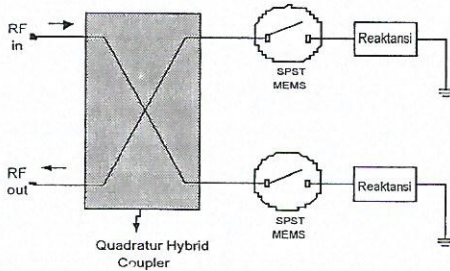
Gambar 8 : Diagram skematik rangkaian phase shifter.



Gambar 9 : Diagram rangkaian ekuivalen dari phase shifter



Gambar 10 : Diagram skematik 4-bit line phase shifter Switch RF MEMS



Gambar 11 : Diagram skematik rangkaian phase Shift dengan switching

5. Analisa dan Pembahasan

Switch micromechanical atau MEMS merupakan switch yang mempunyai gerakan cepat dengan low-inertia (kelembaman rendah). Kecepatan Switch MEMS $< 5\mu s$. Karena Switch MEMS aktif oleh medan d-c electrostatic, dan power konsumsi kecil, maka Switch MEMS dapat digunakan sama halnya dengan diode switch yang diterapkan pada digital phase shifters.

Dalam aplikasi switch RF MEMS seperti yang terlihat dalam gambar : , pancaran Radar sinyal RF dengan power tinggi, sebelum dipancarkan dilewatkan switch yang terhubung oleh computer. Switch ini berfungsi untuk kondisi standby atau kondisi memancar, dimana kondisi ini akan diatur oleh computer. Dengan karakter Switch RF MEMS yang mempunyai insertion loss tinggi dan isolasi yang bagus dalam posisi on/off, maka loss switch dari saluran transmisi sinyal radar boleh dikatakan diabaikan yang akan mengurangi loss sinyal radar dari keseluruhan

system radar, sehingga akan berpengaruh terhadap performance radar.

6. Kesimpulan

Pada desain Radar radar solid state losses adalah significant yang mana dapat bertambah dengan rangkaian kombinasi, maka penggunaan switch RF MEMS sangat tepat dalam sistem radar, karena Switch MEMS mempunyai insertion loss rendah dan isolasi yang bagus yang hal ini berpengaruh dalam transmisi /penerima sinyal radar.

Switch merupakan suatu devise yang membuat atau memutus (breaking) suatu rangkaian elektrik, hal ini sangat diperlukan dalam desain system radar mobile/bergerak, apabila suatu sistem radar memancarkan sinyal menggunakan power yang besar, maka radar harus off, tetapi tidak keseluruhan system Radar off, maka switch ini merupakan devise yang vital untuk memutuskan agar pancaran sinyal radar off, karena pancaran sinyal radar dengan power yang tinggi dapat mengganggu kondisi komunikasi sekitarnya. Pemutusan biasa dilakukan dengan computer atau manual.

Switch RF MEMS sangat tepat diaplikasikan untuk desain sistem radar *solid state* terutama dalam sistem *electronically scanned phase array Radar*, karena mempunyai potensi untuk mengurangi berat, pemakaian daya kecil dan insertion loss kecil dan mempunyai isolasi yang bagus.

7. Daftar Pustaka

1. Vijay K. Varadan; KJ. Vinoy, KA. Jose, " RF MEMS and Their Applications", Pennsylvania State University, USA; *John Willey & Sons*, copyright 2003.
2. Randy Frank; " Understanding Smart Sensors", *Artech House Boston.London*, 1996.
3. Merril. Skolnik; " Introduction to Radar Systems"Mc Graw-Hill,copyright 2001.
4. Merril Skolnik, " Radar Handbook" McGraw-Hill, copyright 2008.

Robust Automatic Speech Recognition Features Using Wavelet Packet Transform Coefficients

Tjong Wan Sen^{1,2}, Bambang Riyanto Trilaksono²,
Arry Akhmad Arman² & Rila Mandala²

¹Institut Teknologi Harapan Bangsa, Jl. Dipatiukur 80, Bandung, Indonesia

²Institut Teknologi Bandung, Jl. Ganesha 10, Bandung, Indonesia

¹email: mpsland@yahoo.com

Abstrak

Pengenalan Ucapan Otomatis adalah antarmuka interaksi manusia komputer yang nyaman, murah dan alami. Pada saat dioperasikan dalam lingkungan nyata dimana kondisi akustiknya tidak dapat dikendalikan sepenuhnya, akurasi pengenalan sistem menurun karena dipengaruhi oleh derau yang umumnya bersifat stokastik dan non-stationer. Untuk menjaga akurasi sistem tetap baik, sebuah teknik yang dapat melakukan estimasi fitur fonem bersih dari fonem yang berderau dikembangkan. Fitur yang dimanfaatkan dalam teknik ini diperoleh dari koefisien pohon dekomposisi transformasi wavelet paket sedangkan informasi untuk estimasi diperoleh dari karakteristik fonem bersih itu sendiri. Karena jumlah fonem dalam suatu bahasa adalah terbatas dan sudah diketahui dengan baik, teknik ini fisibel secara komputasi. Hasil simulasi menunjukkan bahwa teknik baru yang dikembangkan merupakan pengekstrak fitur yang dapat meningkatkan kekokohan sistem pengenalan ucapan otomatis terhadap pengaruh berbagai kondisi lingkungan nyata dengan derau tetapi tetap memiliki akurasi yang baik pada lingkungan tanpa derau.

Kata kunci: pengenalan ucapan, kokoh, paket wavelet, fonem, derau.

Abstract

Automatic Speech Recognition is a convenient, cost efficient and natural human-computer interaction mean. When it is operated at environments where the circumstance of acoustic could not be controlled the system is negatively affected by stochastic and non-stationary noises. Those noises would increase systems word error rate. To maintain systems performance in noisy environment, we developed a new technique that could estimate clean phoneme feature from its noisy one. These features are obtained from Wavelet Packet Transform decomposition tree coefficients. Estimation is done by exploiting information provided by clean phonemes itself. Since the numbers of phonemes in a language are limited and already well known, this technique is computationally feasible. Simulation results showed that this new technique is a good features extractor that improves the robustness of Automatic Speech Recognition systems in various adverse noisy conditions but still reserve the performance in clean environments.

Keywords: speech recognition, robust, wavelet packet, phoneme, noise.

1. Introduction

ASR is a convenient, cost efficient and natural human-computer interaction mean [1]. Unlike any other existing interface, speech based interface provide hands-and-eyes-free operation mode. ASR, at this moment, is expected to be operated in all kinds of different conditions and situations. Some of them are at environments where circumstance of acoustic could not be controlled. In these situations, the system is negatively affected by stochastic and non-stationary acoustic

sound sources. Therefore, to achieve a successful deployment, the system must be equipped with robustness to overcome these problems.

The environmental differences, at the moment when the system was trained (training phase) in studio or laboratory with no noise and when the system is operated (testing phase) in noisy environment, make acoustic feature vectors obtained by the feature extraction stage at noisy environment no longer the same with the one in its databases. More acoustic feature vectors differences generated by environment with noises

would produce higher word error rate (WER) level [2] [3] [4]. The negative effects caused by environment with noises happened especially for ASR systems that using Mel Frequency Cepstral Coefficients (MFCCs, representing state of the art of general ASR systems at this time) [5] [6] as its feature extraction method. Although cepstral coefficients perform well when tested on clean environment, they are not robust to unexpected additive noises or spectrum distortions. In MFCCs feature extraction method, each of additive noise frequency magnitudes (and distortion) is directly added (superposition) to its corresponding true speech signal frequency magnitudes. Thus it gets wrong acoustic feature vectors as a result.

To achieve greater robustness, more robust acoustic features are needed. One way to do it is using Wavelet Packet Transform (WPT) coefficients [7] [8]. This is motivated by the ability of WPT coefficients to capture important time and frequency features and its distributive properties. This technique is expected to separate features from true signal and features from its noises thus finds back the right acoustic feature vectors. Inherently, this technique needs information of a well known clean signal. In case of today ASR research, WPT decomposition should conduct at phoneme level. Since phonemes set of a language is already well known, this technique could be easily used. In addition, the number of phoneme is limited and relatively small for today personal computer computing power. Thus this technique is also computationally feasible.

In this paper we propose a new technique to obtain robust ASR features based on WPT. In this technique, the features are selectively determined by choosing the right decomposition tree node coefficients using correlation. We compare its performance to baseline MFCCs and RASTA-PLP. This paper is organized as follows. In Section 2 speech signal and phonemes are presented and in Section 3 complex wavelet packet transform is discussed. In Section 4 the new robust features extraction method is presented and in Section 5 the

experiments and results are reported. Finally some conclusion and future work are presented in Section 6.

2. Speech Signal and Phonemes

Speech signal produced by human being is a sequence of air pressure changes yielded by human utterance instruments. These unique pressure changes have been trained by each individual in such a manner, for example in the process when babies learn to talk or when adults learning the second language, so that for the same certain meaning in language all human beings could produce the same (or almost the same) sequence of air pressure changes. Otherwise, these sequences of air pressure changes are trained over and over again until it achieve certain level of similarity, or simply native. In connection with written language, a unique sequence of air pressure changes produced by human being is then mapped individually into its related symbol that represents a related phoneme.

Each phoneme in a phoneme set for every language has fundamentally significant differences. These sound differences have been developed in an evolutionary way that from time to time every insignificant phonemes or too similar phonemes that usually caused recognition miss when they are communicated are gradually removed. As a result, every phoneme in the same phoneme set is significantly different to each other. This is the key factor for the main idea which is developed in this noise robust feature extraction technique.

Every language has a certain number of phonemes which is vary but always limited. In this research, this limited amount of phonemes is another key factor that could be used to estimate and finding back the true signal feature from its noisy compound. For example, English has only 39 phonemes. With only 39 different phonemes, computation needed to exhaustively search one of them could be easily performed by most of today Personal Computer. Figure 1 shows example of

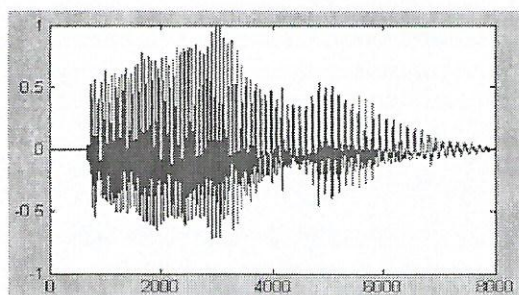
English phonemes and its written language.

AA	EH	L	T
AE	ER	M	TH
AH	EY	N	UH
AO	F	NG	UW
AW	G	OW	V
AY	HH	OY	W
B	IH	P	Y
CH	IY	R	Z
D	JH	S	ZH
DH	K	SH	

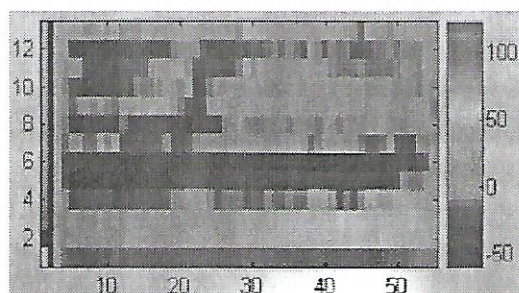
THE GREAT YOUNG ACTOR
DH-AH G-R-EY-T Y-AH-NG AE-K-T-ER

Figure 1: English phonemes and its written language.

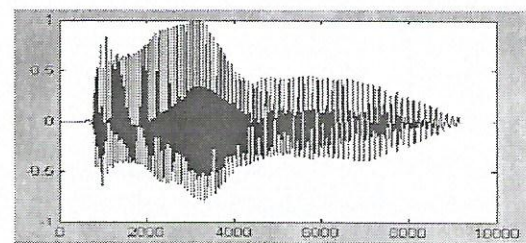
In the form of sampling and quantization process result, each phoneme is represented as a sequence of specific value at the specific time (time-series). These values are determined by it's correspond signal amplitude in time domain. These values are inherently different for each phoneme because that is what the phonemes are about; each phoneme has to be different to effectively represent specific different meaning. Figure 2 shows two examples of different time series that represent two different phoneme and its MFCCs



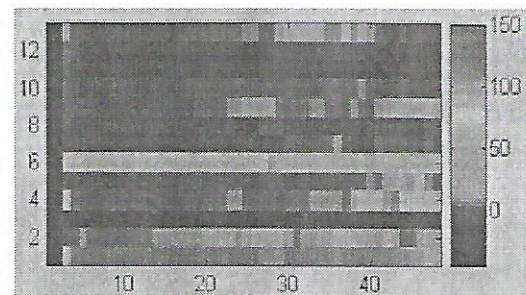
IPA325(ae).wav



IP A325(ae).mfcc



IPA307(o).wav



IPA307(o).mfcc

Figure 2: Phonemes and its MFCCs.

3. Wavelet Packet Transform

In comparison with Short Time Fourier Transform (STFT), Wavelet Transform (WT) introduces non uniform time frame usage [8]. Different time frames are used for different frequency bands. Usually, for high frequencies band one could get lower frequency resolution and higher time resolution and for low frequency band one get higher frequency resolution and lower time resolution. This non uniform time frame is extended further by WPT in order to cover entire detail frequency range [7]. This way, one could take advantage by freely choose the time frame (basis tree) that is most suitable for the signal under consideration.

WPT decomposes the input signal into complete frequency bands and the energy of its all wavelet coefficients equal to the energy of the original input signal, hence reserve all information. These coefficients altogether represent all different frequencies contain in input signal. Specific input signal produce specific set of coefficients and the same specific set of coefficients, with perfect reconstruction, would produce the same specific input signal. Any changes in input signal would reflect in changes in

coefficients set.

In WPT coefficients calculation using conjugate mirror filter banks, a low and high pass filter pair is used iteratively to compute coefficients in every stage. As a result, every single frequency of input signal would travel through specific path of filters stages and placed into exactly one of WPT frequency bands. With this mechanism, the effects of noise frequencies would be localized into one (and its several adjacent after re-ordering) time-frequency plane according to their frequency. These effects would be reflected in changes of WPT coefficients set. This is another key factor in this research.

4. The Proposed Method

There are two stages in this technique. The clean phonemes database developing stage and the estimating speech features stage. The first stage begins with decomposing using WPT all clean phonemes into complete and unique sets of coefficients. All coefficients sets are labeled and stored into database. These coefficients sets would be used correspondingly as one factor in correlation coefficient computation to estimate clean phonemes in the second stage. To cover more detail frequency, one could use more decomposition level. More frequency bands provide more flexibility to choose node or node combination in later stage. Figure 3 show the block diagram for this mechanism.

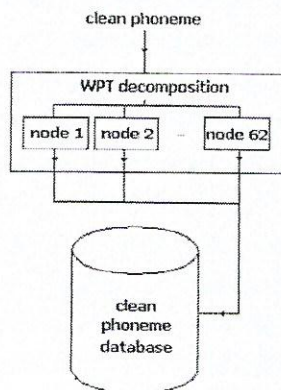


Figure 3: Block diagram of clean phonemes database creation.

In the second stage, the same decomposition mechanism is used to obtain the other WPT tree from testing signal, e.g. phoneme with noises. Correspondingly, each node in this tree is compared to each node from each phoneme tree in clean phonemes database using correlation. Since we know what to find in input signal, which is the clean phoneme, information about its similarity is provided by coefficients sets from clean phoneme database which is developed earlier. Node couple processing scheme is showed by Figure 4 and block diagram for this stage is showed by Figure 5. After all correlation coefficients is obtained, we determine one or several highest values. These highest values achieved by node or coefficients set which contain no or minimum noise effects. Those node couples would give information needed to estimate clean phoneme.

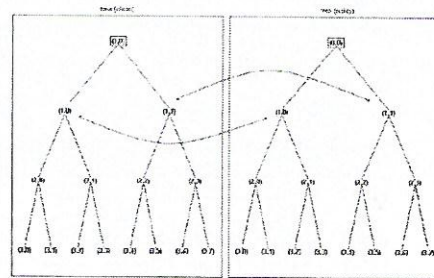


Figure 4: Node couple processing.

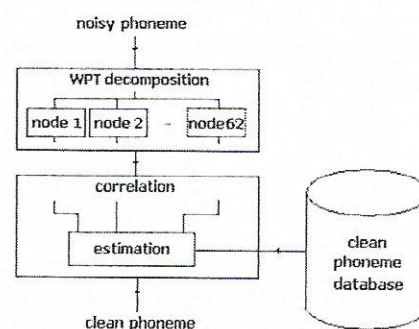


Figure 5: Block diagram of clean phonemes estimation.

5. Experiments and Results

We program the proposed method using MATLAB 7 and simulate several possible scenarios. The vocabulary consists of vowels from

International Phonetic Alphabet (IPA) set. All phonemes are truncated to match the desired number of samples. We set the size of phonemes block input to 1024 samples. This size equal to 12.8 milliseconds of speech if sampling frequency 8 kHz is used. We used three types of noise: White Gaussian (WG) noise, background noises recorded at public places, and phonemes itself. For WG we used one type with uniformly distributed pseudorandom numbers (n1) and one type with normally distributed random numbers (n2). For background noise we used one type with background without speech (n3, e.g. airplane machine sound in the airport) and one type with background with speech (n4, e.g. airplane machine sound in the airport recorded at airport cafeteria with several peoples in conversation). For phoneme noise we used the same IPA phoneme itself from vocabulary used in this experiment (n5).

Tabel 1 . Experiment results

	ae + n1	e + n1	i + n1	o + n1	u + n1	max.
ae1	0.8562	0.0072	0.1830	0.0644	0.2534	0.8562
ae2	0.9588	0.1797	0.1262	0.0607	0.2212	0.9588
ae3	0.9704	0.1859	0.0195	0.1514	0.1284	0.9704
ae4	0.9308	0.1991	0.3161	0.1028	0.1441	0.9308
ae5	0.8324	0.0830	0.1485	0.1274	0.0098	0.8324
ae6	0.7795	0.1615	0.0261	0.2342	0.1345	0.7795
ae7	0.3516	0.0257	0.1194	0.1546	0.1261	0.3516
ae8	0.1953	0.1325	0.2169	0.1337	0.1134	0.2169

	ae + n1	e + n1	i + n1	o + n1	u + n1	max.
i1	0.0331	0.0211	0.8016	0.1627	0.1078	0.8016
i2	0.1715	0.1840	0.8960	0.0637	0.2062	0.8960
i3	0.0363	0.0903	0.9138	0.2032	0.0489	0.9138
i4	0.4233	0.1764	0.8612	0.1673	0.0445	0.8612
i5	0.0968	0.0454	0.6878	0.0443	0.0288	0.6878
i6	0.0594	0.0986	0.5707	0.1558	0.1442	0.5707
i7	0.1033	0.0261	0.5534	0.2660	0.1360	0.5534
i8	0.2353	0.1226	0.4601	0.2191	0.1133	0.4601

Experiment results are presented by Table 1. In upper figure, the highest result achieved by the experiment combination of i phoneme with n1 noise. The n1 noise is WG type with uniformly distributed pseudorandom numbers. In that experiment all i phonemes could correctly estimate from its noisy inputs. It is showed by the correlation coefficients with blue background (i and max. column).

In lower figure, there is one highest correlation coefficient that was not achieved by its corresponding phoneme. In that case, the experiment combination is ae phoneme and n1 noise. The n1 noise is the WG with normally distributed pseudorandom numbers. The correlation coefficient 0.2169, with orange background (i column), is higher than 0.1953 (ae column). This is an example of incorrect estimation produced by the proposed methods. From our simulation, there are three incorrect estimation in average from a thousand experiments (0.3%).

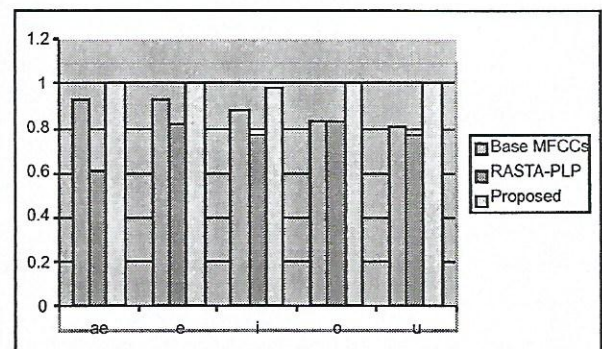


Figure 6 : Comparison with baseline MFCCs and RASTA-PLP.

To further investigate the proposed method performance, we used the same data to conduct experiment with baseline MFCCs and RASTA-PLP [9] method. The result is presented by Figure 6. The proposed method showed improvement in all phonemes used in experiment. The proposed method performance is kept high because even though the correlation coefficient is decreasing as low as 0.4601 (showed by upper figure in Figure 6, the i column), the feature is still correctly estimated since the coefficient is the highest for that corresponding row.

6. Conclusions and Future Works

In this paper, robust automatic speech recognition features extraction method using WPT coefficients has been developed. This technique exploit information from clean

phonemes to estimate the noisy input. Simulations have confirmed that this technique is robust against common environmental noises. This is showed by the method's output that is invariant to clean and noisy input. Compared with baseline MFCCs and RASTA-PLP, this method achieves significant improvement.

7. References

1. Juang, B. H., Furui, S., "Automatic Recognition and Understanding of Spoken Language A First Step Toward Natural Human-Machine Communication", Proc. of the IEEE, 8, 1142-1165, 2000.
2. Pallett, D., "DARPA HUB-4 rep.", NIST, 1999.
3. Hanai, N., Stern, R. M., "Robust Speech Recognition in the Automobile", International Conference on Spoken Language Processing, 3, 1339-1342, 1994.
4. Huerta, Juan M., "Speech Recognition in Mobile Environments", CMU, 2000.
5. Davis, Steven B., Mermelstein, P., "Comparison of Parametric Representation for Monosyllabic Word Recognition in Continuously Spoken Sentences", IEEE Transaction on Acoustic, Speech and Signal Processing, 28, 357-366, 1980.
6. Ganchev, T., Fakotakis, N., Kokkinakis, G., "Comparative Evaluation of Various MFCC Implementations on the Speaker Verification Task", Proceedings of the SPECOM-2005, 1, 191-194, 2005.
7. Hai, J., Meng, J. E., Yang, G., "Feature Extraction Using Wavelet Packets Strategy", IEEE Conf. on Decision and Control, 5, 4517-4520, 2003.
8. Rioul, O., Vetterli, M., "Wavelets and Signal Processing", IEEE Signal Processing Magazine, 4, 14-38, 1991.
9. Hermansky, H., Morgan, N., "RASTA Processing of Speech", IEEE Transactions On Speech And Audio Processing, Vol. 2, No. 4, pp 578-587, 1994.

Preparation and Characterization of Single Layer Screen Printed-ZnO Films for Textured Multicrystalline Silicon

Erlyta Septa Rosa and Shobih

Research Center for Electronics and Telecommunication

Indonesian Institute of Sciences

Kampus LIPI Gd. 20 Jl. Sangkuriang Bandung 40135

Telp/Fax. 022 250460/ 022- 2504659

Email : erlyta@ppet.lipi.go.id

Abstrak

Film ZnO telah ditumbuhkan di atas permukaan silikon multikristal (mc-Si) yang ditekstur melalui teknik screen printing, menggunakan pasta zinc acetate dyhidrate (ZnAc). Proses transformasi pasta ZnAc menjadi film ZnO dilakukan secara termal dengan cara annealing di dalam tungku ban berjalan IR. Untuk memperoleh kondisi yang optimum film dengan reflektansi yang terendah maka dilakukan annealing di pada berbagai variasi temperatur. Film ZnO yang diperoleh dikarakterisasi secara sistematis struktur dan sifat optiknya dengan menggunakan peralatan difraksi sinar-X (XRD) dan spektroskopi reflektansi UV-Vis pada panjang gelombang 400-800 nm.

Spektrum XRD memperlihatkan adanya dua puncak masing-masing pada $2\theta = 34.53$ dan $2\theta = 36.61$, yang mengindikasikan puncak-puncak dari ZnO dengan struktur wurtzite ((zincite JCPDS 36-1415). Hal tersebut menunjukkan bahwa telah terjadi transformasi ZnAc menjadi ZnO. Intensitas puncak pada bidang (002) meningkat dengan meningkatnya temperatur annealing.

Reflektansi mc-Si yang ditekstur menurun secara signifikan setelah dilapisi dengan film ZnO. Dengan demikian film ZnO dapat digunakan sebagai lapisan antirefleksi pada mc-Si. Hampir tidak ada perbedaan yang signifikan pada reflektansi rata-rata film ZnO terhadap perubahan temperatur annealing. Film ZnO yang dihasilkan dari annealing pada temperatur 400C mempunyai reflektansi minimum yang lebih rendah di daerah panjang gelombang 400 -550 nm dibandingkan dengan film TiO_2 . Dengan demikian maka film ZnO lebih efektif digunakan sebagai lapisan antirefleksi pada sel surya.

Kata kunci : ZnO, silikon multikristal, lapisan antirefleksi, sel surya.

Abstract

Single layer ZnO film have been prepared onto textured multicrystalline silicon by screen printing technique using zinc acetate dyhidrate (ZnAc) as a paste. The transformation of ZnAc paste into ZnO films was performed thermally by annealing in IR conveyor furnace. The annealing temperature have been varied in order to obtain the optimum condition for the lowest reflectance. The structural and optical properties of ZnO films were investigated systematically using X-ray Diffraction (XRD) and Reflectance UV-Vis Spectroscopy with a spectral range of 400 800 nm.

XRD spectra shows two peaks at $2\theta = 34.53$ and $2\theta = 36.61$, respectively, are corresponding to the peaks of ZnO in wurtzite type structure (zincite JCPDS 36-1415). It results indicate that the transformation of ZnAc into ZnO was promoted. The intensity of (002) plane peaks increased with increasing annealing temperatures.

The reflectance of textured mc-Si was significantly decreased after coated with ZnO film, indicates the ZnO films can be utilized for anti reflection coating for silicon. There was no significant difference on the mc-Si reflectance reduction for different annealing temperatures.

ZnO film which was obtained from annealing at 400 C results in a minimum reflectance in the wavelength range of 400 -550 nm compared to that TiO_2 film. Therefore, ZnO films is more effective as an antireflection coating for solar cells application.

Keywords: ZnO, multicrystalline silicon, antireflection coating, solar cells.

1. Introduction.

Multicrystalline silicon (mc-Si) solar cells is currently providing around 56 % of the worldwide PV production¹. In general however, the reflection losses in mc-Si cannot be reduced homogeneously as compared with that of their single crystalline counterparts by alkaline texturing, because of the random nature of the crystal orientation. In this case, reflectance reduction can be significantly achieved using an additional anti reflection coating (ARC)²⁻⁶.

Antireflection coatings on solar cells are similar to those used on other optical equipment such as camera lenses. They consist of a thin layer of dielectric material with a thickness of one quarter the wavelength of the incoming wave, so that destructive interference effects in the coating resulting in zero net reflected energy. Minimum light reflection is commonly achieved when the thickness of transparent material is of a quarter wavelength of incident light. The index of refraction is dependent on wavelength and so zero reflection occurs only at a single wavelength. Figure 1 shows the effect of destructive interference on thin film monolayer anti reflection coating. The typical condition of the ARC for crystalline silicon solar cells is the refractive index of 2.0 and the thickness of 75 nm, which reduce the reflectance at the photon density peak in solar spectrum, around light with 600 nm wavelength⁷. By adding more than one layer, the reflectivity can be reduced over a wide range of wavelengths. However this is usually too expensive for most commercial solar cells⁸.

Zinc oxide (ZnO) is a wide band-gap semiconductor with a direct energy gap of about 3.37 eV. As a consequence, ZnO has a wide range of electronic and optical applications, such as sensors, transparent conducting electrode, optical wave guide, energy efficient window treatment and solar cells⁹⁻¹¹. Moreover, ZnO has the appropriate refractive index of approximately 2.0, it is a good material for being used as an ARC for silicon solar cells⁷. ZnO can be prepared by several

techniques, such as rf magnetron sputtering, chemical vapor deposition, spraying, electrodeposition, and solgel¹².

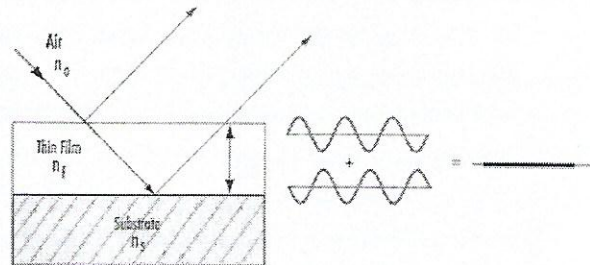


Figure 1: Destructive interference effect on thin film anti reflection coating⁷.

Screen printing is a viable and economical technique to produce films on various materials¹³. The formation of ZnO film by screen printing technique was reported by several researchers¹³⁻¹⁵. It should be noted that they prepared ZnO film on a glass substrate using ZnO paste. In this paper, ZnO films have been prepared by screen printing technique using zinc acetate dihydrate (ZnAc) as a paste and textured mc-Si as a substrate, in order to use ZnO film as an ARC. The transformation of zinc acetate dihydrate paste into zinc oxide films was performed thermally by annealing in IR conveyor furnace. The structural and optical properties of ZnO films are investigated.

2. Experiment.

ZnO thin films were prepared by screen printing technique using zinc acetate dihydrate paste. The paste is composed in appropriate amount of zinc acetate dihydrate ($(\text{CH}_3\text{COO})_2\text{Zn} \cdot 2\text{H}_2\text{O}$ (ZnAc) as precursor, ethyl alcohol (ethanol) as the medium, hydroxy ethyl cellulose as binder, and diethylene glycol (DEG) as solvent.

ZnAc was dissolved in ethanol by constant stirring and slow heating to 150 °C for a heating rate of 5 °C/min. The solution had a nearly constant pH of 6.0. Stirring was stopped and the solution was heated to 200 °C, 250 °C, and 300 °C, respectively for 15 min.

A solution of 5 %wt hydroxy ethyl cellulose in DEG was added to ZnAc solution and thoroughly mixed for 30 min to get a highly viscous solution. The paste then was filtered to get an agglomerate-free. The viscosity of the paste was around 16,710 cPoise.

Mc-Si 370 μm in thickness and $5 \times 5 \text{ cm}^2$ in area were used as a substrates. Prior to screen printed, substrates were textured in KOH solution at 90 C for 5 minutes. Followed by neutralized in HCl solution and rinsed in RCA2 solution.

ZnAc paste was horizontally screen printed onto substrates by means a ACCU COAT 3230 screen printer machine with a 400 mesh number stainless steel screen. The printing parameters was 2X printing cycle and 0 scale squeegee pressure. After printing, the samples then were dried in oven at 150 C for 15 min. The transformation of zinc acetate dyhydrate into zinc oxide films was performed thermally by annealing in IR conveyor furnace for 25 minutes at different temperatures of 350 C, 400 C, 500 C, and 600 C.

In order to investigate the transformation of zinc acetate dyhydrate into zinc oxide, structural properties of the films were characterized by Philips Analytical X-ray diffractometer with CuK_α radiation. The optical properties of mc-Si coated with ZnO films and the thickness of ZnO films were measured using Nanocalc 2000 UV-Vis Reflectance Spectrophotometer with Halogen lamp.

3. Results and Discussion

Figure 2 shows XRD spectra of ZnAc and the ZnO films on textured mc-Si annealed at different temperatures. The peaks appear strongly at $2\theta = 34.53$ and weakly at $2\theta = 36.61$, respectively, are corresponding to the peaks of ZnO in zincite type structure (JCPDS 36-1451). The result indicating that the transformation of ZnAc into ZnO was promoted.

The peaks at $2\theta = 34.53$ and $2\theta = 36.61$ are identified as (002) and (101) planes, respectively. The relative intensity of peak corresponding to

(002) plane becomes progressively more dominant when the annealing temperature increases. The same tendency was observed by other authors and they explained the indicating of the preferential orientation along the c-axis¹⁶ due to the highest atomic density found along the (002) plane.

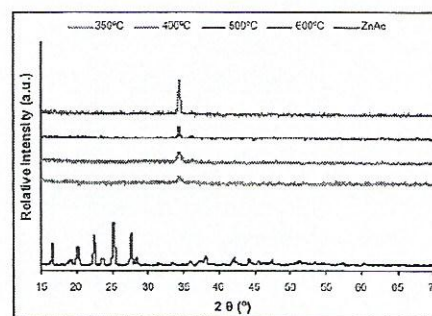


Figure 2. XRD spectra for ZnAc and ZnO films on textured mc-Si at different annealing temperatures.

The reflectance spectra for ZnO films on textured mc-Si grown at different annealing temperatures, in the wavelength range of 400–800 nm (corresponding to the visible light which is dominating in solar spectral irradiance) is presented in Figure 3. The reflectance spectra of textured mc-Si is also plotted.

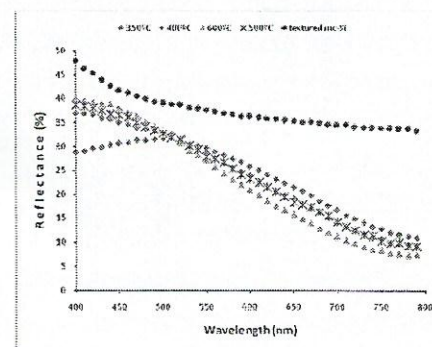


Figure 3. The reflectance spectra of mc-Si coated with ZnO films grown at different annealing temperatures. The reflectance spectra of textured mc-Si is also shown in the figure as a reference.

It was demonstrated in the figure that the average reflectance of textured mc-Si is dramatically decreased approximately 15% from

37% to 22% after coated with ZnO films, in the whole wavelength range. This results showing that the ZnO films can be utilized for the antireflection coating for textured mc-Si solar cells.

ZnO films which were obtained from annealed at 350 C, 400 C, 500 C, and 600 C results in average reflectance of 23.3%; 23.4%; 23.5%; and 22.2%, respectively. The results shows that there is no significant difference on the average reflectance for different annealing temperatures. This result is due to the thickness of all ZnO films are slightly similar. Corresponding to the reflection datas, the thickness of the films can be determined using fitting program Nanocalc 2000 version 2.31 which is equiped in the UV-Vis spectrophotometer and the results are 131 nm, 122 nm, 117 nm, and 110 nm, respectively. A minimum reflectance around 7% was obtained from annealing at 600 C, for the wavelength range of 750 - 800 nm. However, the wavelength range for solar cells application should be around 400-550 nm, where the intensity of solar spectrum is maximum (Air Mass 1.5). In the wavelength range of 400 - 550 nm, annealing at 400C resulting in a minimum reflectance. Therefore, ZnO films which was obtained from annealing at 400C is effectively suitable for solar cells application.

Figure 4 shows the reflectance spectra of textured mc-Si coated with ZnO films annealing

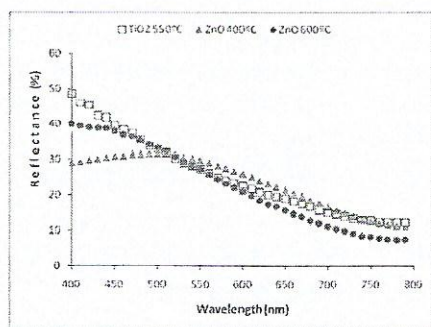


Figure 4. The reflectance spectra of textured mc-Si coated with ZnO films annealing at 400 C and 600 C. The reflectance spectra of mc-Si coated with TiO₂ films annealing at 550 C is also shown in the figure for comparison.

at 400 C and 600 C. The reflectance spectra of mc-Si coated with titanium dioxide (TiO₂) film annealing at 550 C is also shown in the figure for comparison. TiO₂ is also large bandgap semiconductor with a refractive index of 2.88, it is the most widely used as an antireflective coating material for silicon solar cells¹⁷.

The reflectance spectra of ZnO films on textured mc-Si heated at 400 C and 600 C are relatively comparable to those TiO₂ films in the wavelength range of 520 - 800 nm. However, in the wavelength range of 400 - 520 nm, the reflectance spectra of both ZnO films are lower than TiO₂ film. This results showing that the ZnO films are better than TiO₂ film as an antireflection coating for textured mc-Si solar cells.

4. Conclusions.

ZnO films have been prepared on textured mc-Si substrate by screen printing technique from a zinc acetate dyhydrate paste. The structural and optical properties of ZnO films were characterized in order to investigate the transformation of zinc acetate dyhydrate into zinc oxide at different annealing temperatures and to obtain the optimum condition for antireflection coating.

XRD spectra shows that the transformation of ZnAc into ZnO was promoted. The intensity of (002) peaks increased with increasing annealing temperatures.

The reflectance of textured mc-Si become decreased after coated with ZnO films, indicating that the films can be utilized for the antireflection coating for mc-Si solar cells. There was no significant difference on the mc-Si reflectance reduction for different annealing temperatures.

ZnO film which was obtained from annealing at 400 C results in a minimum reflectance in the wavelength range of 400 - 550 nm compared to that TiO₂ film. Therefore, ZnO film is more effective as an antireflection coating for solar cells application.

Acknowledgements.

This work was funded by the DIPA Project PPET-LIPI. We acknowledges the help rendered by Dadi Arianto and A. Wahid Aminuddin which made this work possible.

5. References.

1. A.Uphadhyaya, M. Sheoran, A. Ristow, A. Rohatgi, S. Narayanan, and S. Roncin, "Greater than 16% Efficient Screen Printed Solar Cells on 115-170 μm Thick Cast Multicrystalline Silicon", *4th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion* Proceeding, Hawaii, USA, May 7-12, 2006.
2. D.G. Lim, D.M. Jang, and J. Yi, "A novel multicrystalline silicon solar cell using grain boundary etching treatment and transparent conducting oxide", *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, **72** (2002) 571-578.
3. A.Uphadhyaya, S.K. Dhungel, P.K. Basu, S.K. Dutta, H. Saha, and J. Yi, "Comparative study of different approaches of multicrystalline silicon texturing for solar cell fabrication", *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, **91** (2007) 284-289.
4. P.K. Singh, R. Kumar, M. Lal, S.N. Singh, and B.K. Das, "Effectiveness of anisotropic etching of silicon in aqueous alkaline solutions", *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, **70** (2001) 103-113.
5. I.G. Kavakli and K. Kantarli, "Single and Double-layer Antireflection coatings on Silicon", *Turk. J. Phys.*, **26** (2002) 349-354.
6. A. Soutar, B. Fokkink, Z. Xianting, T.S. Nee, and L. Wu, "Sol-gel Anti-reflective Coatings", *SIMTech Technical Report*, (PT/01/002/ST), 2001.
7. T. Mizuta, T. Ishibashi, T. Minemoto, and H. Takakura, "Chemical deposition of zinc oxide thin films on silicon substrate", *Thin Solid Films*, **515** (2006) 2458-2463.
8. C. Honsberg and S. Bowden, *Photovoltaics CDROM: Devices, Systems, and Applications*, Photovoltaics Centre, The University of New South Wales, Australia, 1999.
9. D.D.O Eya, A.J. Ekpunobi, and C.E. Okee, "Structural and Optical Properties and Applications of Zinc Oxide Thin Films Prepared by Chemical Bath Deposition Technique", *The Pacific Journal of Science and Technology*, **6** (2005) 16-22.
10. T.H. Breivik, S. Diplas, A.G. Ulyashin, A.E. Gunnaes, B.R. Olaisen, D.N. Wright, A. Holt, and A. Olsen, "Nano-structural properties of ZnO films for Si based heterojunction solar cells", *Thin Solid Films*, **515** (2007) 8479-8483.
11. F. Li, D.I. Son, T.W. Kim, W. Dong, and Y.H. Kim, "Optical Properties of Self-Assembled ZnO Nanocrystals Embedded in a p-Phenylene Biphenyltetracarboximide Polyimide Layer", *Jap. J. Appl. Phys.*, **47** (2008) 5086-5088.
12. M. Fahoume, O. Maghfoul, M. Aggour, B. Hartiti, F. Chraïbi, and A. Ennaoui, "Growth and characterization of ZnO thin films prepared by electrodeposition technique", *Sol. Energy Mater. Sol. Cell*, **90** (2006) 1437-1444.
13. B. Krishnan and VPN Nampoouri, "Screen printed nanosized ZnO thick film", *Bull. Mater. Sci.*, **28** (2005) 239-242.
14. B. Ismail, M. Abaab, and B. Rezig, "Structural and electrical properties of ZnO films prepared by screen printing technique", *Thin Solid Films*, **383** (2001) 92-94.
15. S. Dixit, A. Srivastava, R.K. Shukla, and A. Srivastava, "ZnO Thick film Based Optoelectronics Humidity Sensors for a Wide Range of Humidity", *Optical Review*, **14** (2007) 186-188.
16. M.H. Aslan, A.Y. Oral, E. Mensur, A. Gul, and E. Basaran, "preparation of c-axis-oriented zinc-oxide thin films and the study of their microstructure and optical properties", *Sol. Energy Mater. Sol. Cell*, **82** (2004) 543-552.
17. B. Vallejo, M. Gonzales-Manas, J. Martinez-Lopez, F. Morales, and M.A. Caballero, "Characterization of TiO_2 deposited on textured silicon wafer by atmospheric pressure chemical vapour deposition", *Sol. Energy Mater. Sol. Cell*, **86** (2005) 299-308.

The Utilization Of A3S Method For Accelerating MOOTW Decision-Making Process

Arwin Datumaya Wahyudi Sumari¹, Adang Suwandi Ahmad²,
Aciek Ida Wuryandari³, Jaka Sembiring⁴

¹ Department of Electronics, Akademi Angkatan Udara
Jl. Laksda Adisutjipto, Yogyakarta 55002

^{1,2,3,4} School of Electrical Engineering and Informatics, Institut Teknologi Bandung
Gedung Labtek VIII, Jl. Ganesha 10, Bandung 40132

¹ arwin91aau@yahoo.co.id, ² asaisrg@yahoo.com,

³ aciek@lskk.ee.itb.ac.id, ⁴ jaka@depkominformasi.go.id

Abstrak

Keadaan permukaan bumi adalah salah satu aspek penting dalam penyelenggaraan Operasi Militer Selain Perang (OMSP). Sebagai contoh adalah misi dukungan logistik ke lokasi-lokasi yang tidak dapat dicapai menggunakan infrastruktur transportasi normal khususnya setelah bencana alam. Sebelum melaksanakan misi tersebut, komandan harus memiliki derajat keyakinan (DoC) agar misi dapat dilaksanakan secara selamat, aman dan cepat. DoC diperoleh dari analisa aspek-aspek operasi yang dilakukan oleh staf-staf komandan dalam siklus keputusan *Observe, Orient, Decide, dan Act (OODA)*. Fase *Orient* adalah fase yang paling kritis dan dapat memakan waktu yang lama. Dalam makalah ini, kami mengajukan metode fusi penginferensian-informasi A3S (Arwin-Adang-Aciek-Sembiring) untuk meminimalkan siklus fase *Orient* dalam menghasilkan semua DoC dari alternatif-alternatif yang tersedia untuk tujuan pengambilan keputusan. Untuk memperlihatkan kelayakan metodatersebut, kami mengemasnya dalam *Integrated Information System for Terrain-state Feasibility Assessment (IIS-TSFA)*.

Kata Kunci : A3S, derajat keyakinan, fusi penginferensian-informasi, MOOTW, OODA, penilaian keadaan permukaan bumi.

Abstract

Terrain-state is one of very important aspects in conducting operation missions in Military Operation Other Than War (MOOTW). Such a case is planning and executing a logistics support mission to locations that cannot be reached by normal transportation infrastructures especially after natural disasters. Before conducting the mission, the commanding officer as the decision maker, has to have high Degree of Certainty (DoC) in order that the mission can be executed in safe, secure, and quick manner. The DoC is obtained from the analysis of operation aspects done by the commanding officer's supporting staffs in Orient phase of Observe, Orient, Decide, and Act (OODA) decision cycle. Orient phase is the most critical phase and can take a long time. In this paper, we propose a novel information-inferencing fusion method called A3S (Arwin-Adang-Aciek-Sembiring) for minimizing Orient phase's cycle in obtaining DoCs of all available decision alternatives for decision-making purposes. To show the feasibility of the method, we package it in Integrated Information System for Terrain-state Feasibility Assessment (IIS-TSFA).

Keywords: A3S, information-inferencing fusion, Degree of Certainty, MOOTW, OODA, terrain-state assessment

1. Introduction

Our country is a vast territory with more than 17,000 islands that are separated by seas. This environment forces us to give it a special treatment especially when damaging matter occurs in a part or parts of the territory. When a natural disaster occurs, such as the big one that shatters a part of our country some year ago, the government has to

make a quick and accurate decision at the first place in order to deliver aids to the people in the shattered places. A natural disaster, whether it is a volcano explosion or a tsunami, smashes the infrastructures and disconnects severely one place to another. This situation brings problems to the people in those places such diseases, starvation, and fresh water.

The other problem is if the shattered places are located far from the center of state administration, there will be a mission that has to be planned and executed in order to help the helpless people. The first government component that always reacts very quickly in coping with the situation is Indonesian Armed Forces by carrying out Military Operation Other Than War (MOOTW). The example for this case is the government via the Indonesian Armed Forces commanding officer will deliver a logistics support operation.

Before executing the mission, the commanding officer orders his supporting staffs to devise a plan and deliver comprehensive information regarding the situation where the mission will be carried out and the alternative decisions that can be selected. The process in planning and executing the mission usually follows the Observe, Orient, Decide, and Act (OODA) decision cycle.

The most critical phase in OODA is the Orient phase where the gathered information is analyzed for devising the mission plan. The results of the plan are delivered to the commanding officer as the basis for decision-making. Therefore, the process in Orient phase has to be done in a quick manner. By examining the delivered information he will get Degree of Certainty (DoC) of the current situation, therefore he can select the most appropriate option so as to the mission commander can carries out the mission in safe, secure, and quick manner.

Noticing the need of quick and accurate comprehensive information for decision-making in MOOTW missions, in this paper we address the utilization of A3S (Arwin-Adang-Aciek-Sembiring) information-inferencing fusion method [1] in a frame work called Integrated Information System for Terrain-state Feasibility Assessment (IIS-TSFA).

The structure of the paper is as follows. Section 1 covers the paper background. Section 2 and Section 3 cover the related theories regarding the proposed method and system. In Section 4 we

present a simple MOOTW mission, namely logistics support mission to help the people in disconnected shattered places because of a natural disaster. Section 5 covers the design and implementation of IIS-TSFA for the mission planning and execution. The paper converges in Section 6 with some concluding remarks.

2. MOOTW as the Part of Military Operation

Military Operation (MO) is defined as (1) a military action or the carrying out of a strategic, operational, tactical, service, training, or administrative military mission, (2) the process of carrying on combat, including movement, supply, attack, defense, and maneuvers needed to gain the objectives of any battle or campaign [3]. From this comprehensive definition, we can extract that an MO is a military action to perform whether it is a combat mission or non-combat mission.

3. OODA Decision Cycle

Whatever the type of an MO will be performed, it is always initiated with a plan and ended with an action. The cycle that is usually utilized to carry out the process of devising a mission plan until the execution of it is called OODA decision cycle which is depicted in Figure 1.

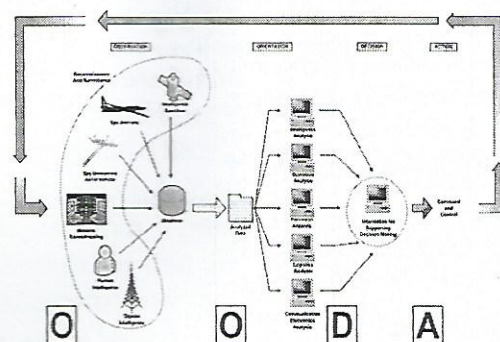


Figure 1 : OODA Decision Cycle [2,4].

4. A3S Information-Inferencing Fusion

4.1 The Origin of A3S Method

A3S information-inferencing fusion method

departs from two engineering fields, Information Fusion and Artificial Intelligence (AI). The former field, even though it also departs from the observation of how living things make predictions or estimations from fused information delivered by their sensing organs, the intelligence itself is not explicitly revealed.

On the other hand, AI field seeks to find approaches for emulating human intelligence to be applied to computing systems. Whatever the definition of AI is, its main aim is to create computer-based systems that carry human intelligence characteristics. According to [5] the aims in AI are classified into four classes namely (a) systems that think like humans; (b) systems that act like humans; (c) systems that think rationally; and (d) systems that act rationally.

In order that a system can think humanly, it has to have an automated reasoning capability, which means it uses the information stored in its memory to answer questions and to draw new conclusions based on given information. The new conclusion is called as inferencing and the process of drawing new conclusions is called as inference. Based on this we coined a new term “**Information-Inferencing Fusion**” in 2008 which is defined as a method of fusing information inferencing done by many computation agents to become single comprehensive inferencing (new knowledge) [6].

4.2 A3S Method in Detail

A3S method is an enhancement of Maximum Score of the Total Sum of Joint Probabilities (MSJP) inference method introduced in [2]. A3S information-inferencing fusion method is presented Equation (1).

$$P(A_i \sqcup B_j)_{estimated} = \max_{i=1, \dots, n} \left[\frac{\sum_{j=1}^m P(A_i | B_j)}{m} \right] \quad (1)$$

where $i = 1, 2, \dots, n$ is the number of hypotheses and $j = 1, 2, \dots, m$ is the number of facts or indications.

$P(A_i \sqcup B_j)_{estimated}$ is the largest $P(A_i \sqcup B_j)$

value 0 for the comprehensive information with the highest Degree of Certainty (DoC). The value of DoC will affect the decision-making process.

5. Integrated Information System for Terrain-State Feasibility Assessment Design and Implementation

Planning an MOOTW mission is the same as planning a Military Operation for War (MOW). There will be at least five aspects that have to be examined, that is, intelligence, operation readiness, personnel readiness, logistics support availability and communications-electronics support availability (IOPLaCE).

There will be variables that have to be considered when analyzing each of the aspects. Those variables are weather state, terrain-state, and enemy state. We do not consider enemy state because we are making a plan for non-combat MO. We assume that the weather state is fine, i.e. no storm, the sky is fine, etc. Thus, the only consideration in devising the correct plan for the mission is the terrain-state. Refer to [7]; terrain-state feasibility assessment involves the analysis of Access Way (AW) to the objective location that consists of connecting-path state, mountain range state, seashore state, and forested area state.

5.1 IIS-TSFA Architecture

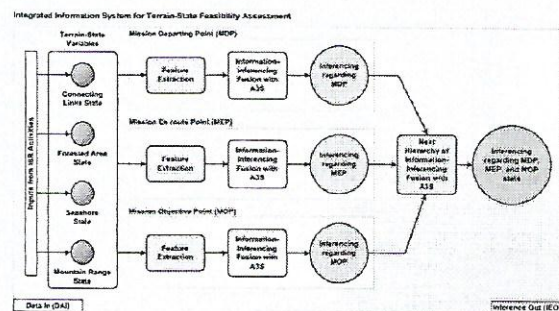


Figure 2 : IIS-TSFA Architecture.

In devising a mission plan, the staffs always take into consideration the terrain-state feasibility on all possibility areas that will be utilized for the

mission successfulness. There will in minimum three regions which are notified as Mission Departing Point (MDP), Mission En route Point (MEP), and Mission Objective Point (MOP). Each region can have several points.

5.2 The Modeling of Information-Inferencing Fusion Hierarchy

There will be two hierarchies of information-inferencing fusion in IIS-TSFA for obtaining the final inferencing along with its DoC.

- 1st Hierarchy. This hierarchy carries out information-inferencing fusion to obtain DoC for each operation region. The mechanism is presented in Equation (2).

$$TD_{est} = \max(GD_Val, SD_Val, AD_Val) \quad (2)$$

where is the most appropriate terrain domain and GD_Val , SD_Val , AD_Val are the DoCs of land, sea, and air domains.

- 2nd Hierarchy. The results from 1st hierarchy will be information-inferencing fused to obtain single comprehensive information along with its DoC. The mechanism in the last hierarchy is presented in Equation (3).

$$TDF_{est} = \max(MDP_Val, MEP_Val, MOP_Val) \quad (3)$$

where is the most appropriate terrain domain of all, while MDP_Val , MEP_Val , MOP_Val are the DoCs of land, sea, and air domains from all regions.

6. A Scenario for IIS-TSFA

This section is dedicated for validating the IIS-TSFA in delivering comprehensive information as the basis for decision-making performed by the commanding officer. For this purpose, we have designed a simple logistics support scenario as depicted in Figure 4. The scenario is taken from [8].

In this scenario, we assume that a part of our country, that is location "F", has just shattered by a natural disaster. This location is far away from the center of administration, which is located in city "A". Knowing this situation, the government instructs the commanding officer of the armed forces to carry out emergency response missions. One of the missions is logistics support mission.

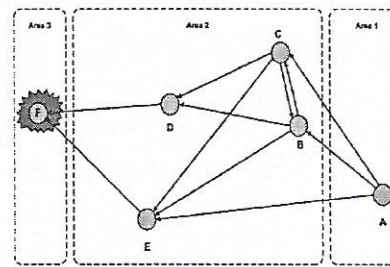


Figure 3 : A simple MOOTW Mission Scenario.

The commanding officer commands his supporting staffs to devise an MOOTW plan for logistics support mission. To ease the analysis of the information delivered from all Intelligent, Surveillance, and Reconnaissance (ISR) apparatus, the operating regions are commonly divided into three regions as previously explained.

The MDP (Area 1) is city "A" while the MOP (Area 3) is location "F". Between MDP and MOP there is MER (Area 2) that comprises four cities or location namely "B", "C", "D", and "E". The primary task of the supporting staffs is to find the most appropriate AW to location "F". To accomplish this task what they need is terrain-state data of all points.

6.1 Terrain-State Data

The terrain-state data for all locations are assumed similar and listed in Table 1.

Table 1. Terrain-state at MDP (Area 1), MEP (Area 2), and MOP (Area 3)

Variable	Terrain Domain		
	Land	Sea	Air
Connecting links	Not Available	Available	Available
Forested Area	Open	No Obstacle	No Obstacle
Seashore	Obstacle	Big Wave	No Obstacle
Mountain Range	Obstacle	No Obstacle	No Obstacle

6.1 Terrain-State Information-Inferencing Fusion

6.1.1 1st Hierarchy

Figure 5 to Figure 7 present the inferencing obtained from the information-inferencing fusion carried out to each of Mission Point (MP) region. For MDP, the highest terrain domain DoC or in other word, the most feasible terrain that gives AW to initiate the mission is Air Domain.

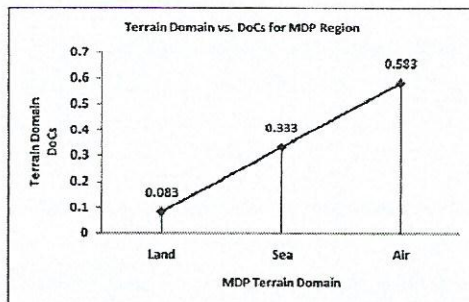


Figure 4 : Terrain-state inferencing for all domains in MDP region.

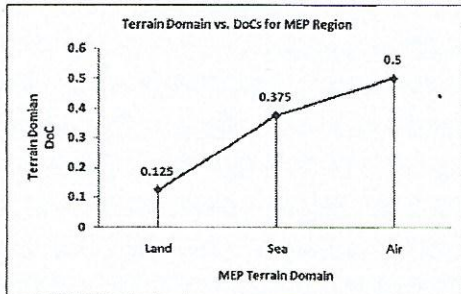


Figure 5 : Terrain-state inferencing for all domains in MEP region.

The same situation occurs to MEP with Air Domain displays the highest DoC and notifies that it is the most feasible terrain to supports the mission. On the contrary, the highest DoC or the most feasible terrain in MOP is Sea Domain. If we observe the figures, we can see that there is a possibility to make use of Sea Domain to support the mission.

In some respect, the individual terrain-state feasibility assessment result can bring confusion on what the most feasible terrain to be selected. To reduce the confusion, we carry out the 2nd hierarchy process to obtain the final inferencing

and ensure what terrain domain that has the highest DoC.

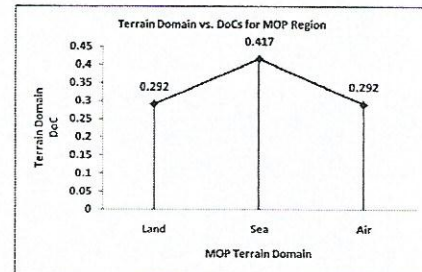


Figure 6 : Terrain-state inferencing for all domains in MOP region.

6.1.1 2nd Hierarchy

Figure 8 is the 3D view of terrain-state inferencing fusion for all MP regions. Actually, from this figure we can make inferencing regarding the most feasible terrain for the mission. The lighter the color the better is the terrain-state. According to the color distribution in all MP regions, the most feasible terrain domain to support the mission is Sea Domain.

The 2nd information-inferencing fusion hierarchy is carried out to ensure the inferencing obtained from Figure 8 is correct. The ultimate result shows that the prediction obtained from Figure 8 is exactly the same with the result presented in Figure 9 which concludes that Sea Domain is the most feasible terrain domain to support the mission with DoC = 0.667 or 66.7%.

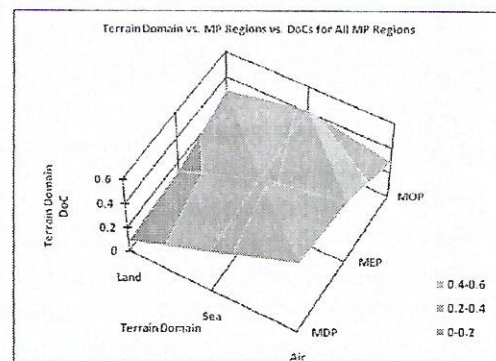


Figure 7 : 3D view of terrain-state inferencing fusion for all domains in all MP regions as well as the value of the state of each terrain domain.

7. Concluding Remarks

In this paper we have presented the utilization of A3S information-inferencing fusion method for planning and execution of MOOTW missions. By observing the comprehensive information resulted from the utilization of A3S method, the commanding officer will have high DoC to or not to command the mission commander to carry out the mission. In dynamic environment, DoC will be dynamically change according to the results of the analysis of the information gathered and delivered by all ISR apparatus as well information from other possible sources. So that, the mission plan will be dynamic and certainly, the decision has to be flexible to adapt the very current situation as required by the OODA decision cycle.

As have we presented in this paper, A3S information-inferencing fusion method can be applied in a dynamic environment. It is easy to see that the previous decision can be used as prior information that will be combined with new information to obtain new comprehensive information. We have developed the enhancement of A3S for dynamic-environment problems called as Observation Multi-time A3S (OMA3S) information-inferencing fusion [9]. We added time parameter so that the IIS-TSFA can always obtain new comprehensive information and deliver new environment dynamics to the decision maker in time-by-time manner.

8. References:

1. Sumari, A.D.W., , "Mathematical Modeling of A3S (Arwin-Adang-Aciek-Sembiring) Information Inferencing Fusion", *Technical Report*, Institut Teknologi Bandung, Bandung, Indonesia, 2008.
2. Sumari, A.D.W, "Design and Implementation of a Multi-Agent Information Fusion System for Decision Making Support in Air Operation Planning", *Magister Teknik (M.T.) Thesis*, Institut Teknologi Bandung, Bandung, Indonesia, March. ., 2008
3. US Department of Defense, "Dictionary of Military and Associated Terms", *Joint Publication 1-02*. [Online]. Available: http://www.dtic.mil/doctrine/jel/new_pubs/jp1_02.pdf. Last accessed on September 10, 2006.
4. Sumari, A.D.W., dan Ahmad, A.S., Design and Implementation of Multi Agent-based Information Fusion System for Supporting Decision Making (a Case Study on Military Operation), *ITB Journal of Information and Communication Technology*, Vol. 2, No. 1, May, Institut Teknologi Bandung, Bandung, pp.42-63, 2008.
5. Russel, S.J. and Norvig, P., "Artificial Intelligence: A Modern Approach 2nd Edition," *Prentice-Hall*, 2002,
6. Ahmad, A.S., and Sumari, A.D.W., , "Multi-Agent Information Inferencing Fusion in Integrated Information System", ITB Publisher, 2008.
7. *Command Post Rehearsal of the Class 80th Student Officer*, , School of Unity Command of the Indonesian Air Force, Jakarta, Indonesia, 2007.
8. Sumari, A.D.W., Ahmad, A.S., and Wuryandari, A.I., "Information Fusion for Terrain State Feasibility Assessment based on Maximum Score of the Total Sum of Joint Probabilities Method", *Proceedings of the 1st International Graduate Conference on Engineering and Science*, Universiti Teknologi Malaysia, Johor, Malaysia, C25. 2008.
9. Sumari, A.D.W., "The Development of Knowledge-Growing System based on Observation Multi-time A3S (OMA3S) Information-Inferencing Fusion Method", *Technical Report*, Institut Teknologi Bandung, Bandung, Indonesia, 2009.

The Synthesis of CdSe Quantum Dots and Solar Cells Application

Vivi Fauzia^{1*}, Akrajas Ali Umar^{1*}, Muhamad Mat Salleh¹, Muhammad Yahya², Burhanuddin Yeop Majlis¹

¹Institute of Microengineering and Nanoelectronics (IMEN)

²School of Applied Physics, Faculty of Science and Technology
Universiti Kebangsaan Malaysia, 43600 Bangi, Selangor
Malaysia

EEmail: *vivi.fauzia@ui.ac.id, *akrajas@yahoo.com

Abstract

Here, we report the synthesis of tunable energy gap CdSe Quantum dots (QDs) and their application as the photon absorber in the solar cells devices. We found that by varying the growth times, the energy gap of QDs system has been red-shifted from 531 nm to 583 nm that indicated by the PL spectra. In the solar cell device composed of blended polymer P3HT:PCBM, we found that the photocurrent was significantly increased as the QDs thin film applied in the structure device. The QDs based solar cells showed the improvement in power conversion efficiency to $2.7 \times 10^{-8} \%$ from $1.6 \times 10^{-8} \%$ in the conventional organic polymer devices.

Key word : quantum dots, solar cells

1. Introduction

SEMICONDUCTOR quantum dots (QDs) are of considerable interest for their broad spectrum application, from biological labelling to optoelectronic applications, such as light emitting diodes, lasers and solar cells [2]. As the size of semiconductor quantum dots below the exciton Bohr radius, the exciton experiences strong confinement effects that significantly alter the energy levels and result in discrete electronic structure [3].

In organic photovoltaic cells, there are many advantages, such as low cost, ease of processing, physical flexibility, lightweight and large area coverage. However due to their low mobility, absorbance coefficient and photoconductivity, these photovoltaic devices require the addition of other material for promoting electron transport hence the power conversion efficiency will be increased [4]. Therefore, for this purpose, the semiconductor quantum dots were broadly utilized for generating multiple electron-hole pair per single photon absorbed to enhance the photocurrent as well as for extracting the hot

carriers to enhance the photovoltage [3,5]. This multiple exciton generation (MEG) phenomenon do not present in other systems such as single crystal silicon and organic based solar cells. Therefore, the synthesis of quantum dots with broad range energy gap is of considerable interest for producing high efficiency solar cells systems.

Here we report the synthesis of tunable energy gap CdSe QD by wet chemical procedure under ambient atmosphere [1]. We found that by varying the growth times, the energy gap of QDs system has been red-shifted from 531 nm to 583 nm that indicated by the PL spectra. The PL spectra and TEM images also showed the purity and the uniformity of QDs size. For the preliminary work, we used the QDs as photon absorber materials in solar cells devices. In QDs based solar cell device, we found that the photocurrent was significantly increased as the QDs thin film applied in structure device. The QDs based solar cells showed the improvement in power conversion efficiency to $2.7 \times 10^{-8} \%$ from $1.6 \times 10^{-8} \%$ in conventional organic devices.

2. Experiment

2.1. The synthesis of CdSe Quantum Dots

The typical synthesis procedure was as follows. Firstly, 16 mg Selenium (Se) powder was dissolved in 3 ml tri-n-octylphosphine (TOP) (WAKO Company) at the temperature of 200°C and then let to cool down to room temperature. The solution with white clear was called Se precursor and labeled as solution A.

Secondly, the solution contained 54 mg cadmium acetate dihydrate $(\text{CH}_3\text{COO})_2\text{Cd} \cdot 2\text{H}_2\text{O}$ (Aldrich), 0.8 gr tri-n-octylphosphine oxide $[\text{CH}_3(\text{CH}_2)_7\text{PO}]$ (TOPO) (WAKO Company), 0.6 ml oleic acid (WAKO Company), 8.5 ml tri-n-octylphosphine (TOP) (WAKO Company) and 10 ml 1-octadecen $\text{C}_{18}\text{H}_{36}$ (Aldrich) in a three-neck flask and heated with stirring to 350°C.

The formation of QDs was started by rapidly injection of 1 ml solution A into solution B without continually stirring and solution was changed to dark brown. The QDs growth was monitored by removing of aliquots amount of solution at 10 s, 20 s, 60 s and 480 s determined from the injection of solution A and then dispersed into the ice-cooled hexane to quench the reaction.

To remove the unwanted byproduct, the solution was washed with methanol and centrifuged at 3000 rpm for 5 min several times and then the precipitate was dispersed in 1 ml of 1,2 Dichlorobenzene.

The optical properties of these CdSe QDs were investigated by using a Perkin Elmer LS55 luminescence Spectrometer with excitation and emission slit width were both set to 2.5 and the scan speed of 50. The size distribution of particles was characterized by using the CM 12 Philips transmission electron microscopy (TEM) apparatus.

2.2. The Fabrication of solar cells

The photovoltaic device in this study consisted of the active layer sandwiched between

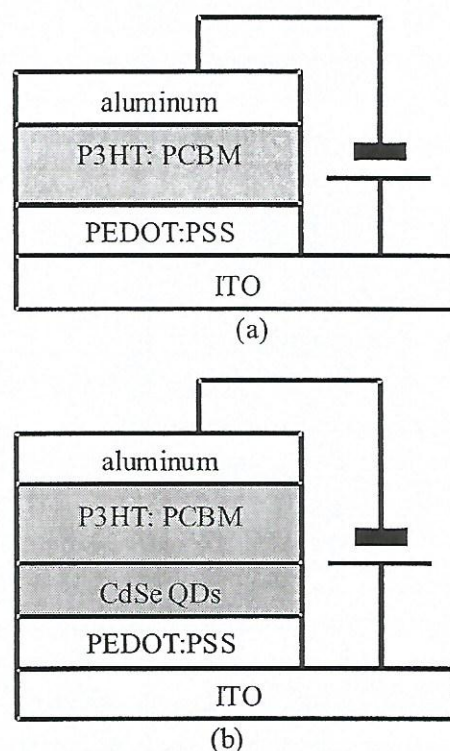


Fig. 1 : The structure of solar cells with (a) polymer as active material (Device D1) and (b) QDs and polymer as active material (Device D2)

a transparent anode (indium tin-oxide, ITO) and the aluminum cathode as shown in Figure 1.

In these work, we made two types of active layer, firstly, the pure polymer material contained of mixture of Poly(3-hexylthiophene-2,5 diyl) (P3HT) (Sigma Aldrich) as a donor and (6,6)-Phenyl C71 butric acid methyl ester (PCBM) (Sigma Aldrich) as an acceptor. This mixture was dissolved in 1,2 Dichlorobenzene in 1: 1 ratio by weight with final concentration was 1 % wt and labeled as device D1 Secondly, the active layer was consisted of CdSe QDs and the polymer thin film, which had similar characteristic with the polymer in device D1 and here labeled as device D2.

The typical procedure of device fabrication as follows, the ITO glass substrate was cleaned in detergent, de-ionized water, acetone and isopropyl alcohol sequentially by ultrasonic treatment. The ITO surface was then modified by spin-coating a PEDOT:PSS thin film at 800 rpm for 20 s and

followed by thermal treatment at 120°C for 30 min. Then, the CdSe QDs was spin-coated on ITO substrate at 1000 rpm for 30 s and dried in the petri dish at ambient temperature (only for device D2). Afterward, the polymer material was deposited by spin-coating at 1000 rpm for 30 s and followed by annealing on the hot plate at 110°C for 30 min. Finally, the top electrode was aluminum thin film deposited by vacuum evaporation technique.

The electronic transport of this device was studied by current-voltage measurements carried out with Keithley SMU 238. The voltage was sourced from -1.0 to 3.0 V in 0.02 V steps. These I-V curves were taken both in the dark and under 1000 W/m² white illumination provided by a halogen source.

3. Result and Discussion

3.1. The characterization of CdSe Quantum Dots

During the growth of CdSe QDs, the color of solution gradually changed from yellowish to dark brown as the increasing of reaction time. The PL spectra of CdSe QDs at various growth times were displayed in Figure 2. It can be seen that all spectra were fairly symmetric and narrow width shapes, further indicating the uniformity of QDs size.

The increasing of growth time has red-shifted the emission wavelength from 531 nm to 583 nm. However, the intensity of PL spectra was decreased with the growth time, reflecting the decreasing of quantum efficiency of QDs. This

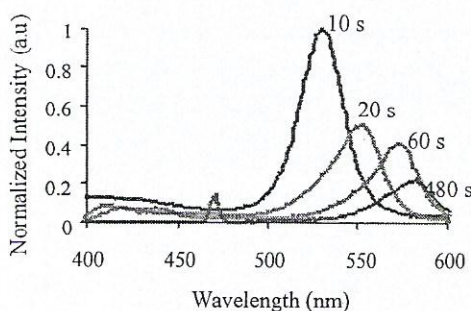


Fig. 2 : The PL spectras of CdSe QDs system at the growth time of 10 s, 20 s, 60 s and 480 s

could be due to the increasing of non radiative electron hole recombination on the surface of CdSe QDs systems [6].

The transmission electron microscopy (TEM) analysis showed that the average particle size of CdSe QDs systems with the growth time of 20 s was 2.7 nm as shown in Figure 3. Although it clearly showed the homogenous distribution of QDs systems but owing to low resolution of TEM instrument, we could not observe in detail the shape of particle.

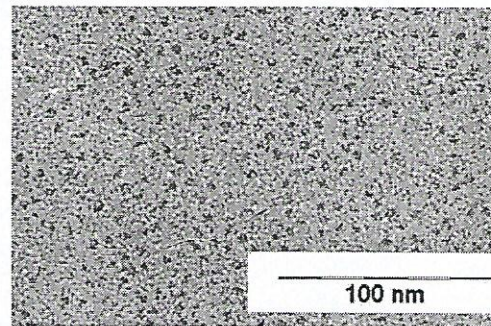


Fig. 3 : TEM images of CdSe Quantum Dot

3.2. The characterization of solar cells

Prior to fabrication of solar cells, the optical properties of the polymer solution were characterized by using PL measurement. Figure 4 showed the PL spectra of P3HT solution (curve A) and the blended of P3HT:PCBM solution (curve B). It was found that in the case of P3HT, the intensity of emission was high, reflecting high

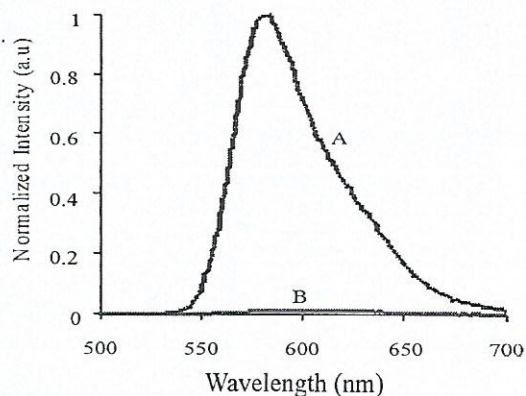


Fig. 4 : The PL Spectra of P3HT solution (curve A) and P3HT: PCBM solution (curve B)

number of electrons were excited. It meant that P3HT potentially as electron donor material. Whereas, the intensity of PL spectra was significantly decreased as the PCBM added into P3HT solution (curve B). It was indicating that the PCBM was an excellent electron acceptor material generating high electrical currents.

The I-V characteristic of each type of device was shown in Figure 5. For organic solar cells device (device D1) under illumination, the open circuit voltage was 1.02 volt and the short-circuit current (J_{sc}) was $1.24 \mu\text{A}/\text{cm}^2$. By assuming the device active area was 0.03 cm^2 , the calculated fill factor of the device was 0.13 and the power conversion efficiency was $1.6 \times 10^{-8} \%$. For QDs based solar cells under illumination, the open circuit voltage was 0.6 volt and the short-circuit current (J_{sc}) was $2.25 \mu\text{A}/\text{cm}^2$. The calculated fill factor of the device was 0.20 and the power conversion efficiency was $2.7 \times 10^{-8} \%$.

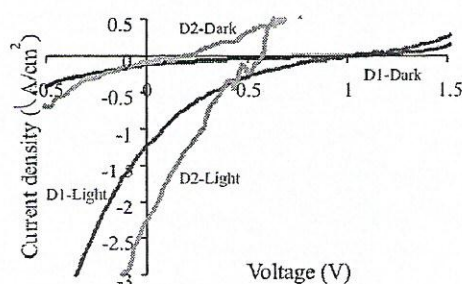


Fig. 5 : Current-voltage characteristics of polymer-based (D1) and QDs-based (D2) solar cell device

Table 1. The summary of device performance

Device	V_{oc} (volt)	J_{sc} ($\mu\text{A}/\text{cm}^2$)		Fill Factor	η (%)
	Light	Dark	Light		
D1	1.02	0.12	1.24	0.13	1.6×10^{-8}
D2	0.6	0.08	2.25	0.20	2.7×10^{-8}

Generally, the generated photocurrent of both solar cells devices was quite small compared other reported results [7]. It could be due to many

factors; firstly, the thickness of the active material might not sufficient for photon absorption hence the only a small quantity of photon energy can be absorbed by the active material. Secondly, the exciton dissociation in the interface of donor and acceptor material might not effectively perform, as a result of incomplete blending of those materials. It might cause the reduction of number of excitons could be separated into free charge carrier. Thirdly, a lot of recombination presented during the journey to the electrodes thereby reduced the generated electrical current. This last fact might correlate to the existence of many defects and traps in the active material that also might play a role in the drastically decreasing of photocurrent as a forward bias applied.

Compared to the polymer device characteristic, Figure 5 clearly showed the QDs based devices exhibited the higher short circuit current (I_{sc}). It might relate to the existence of QDs thin film as a photon absorber material. It meant that the incident photons more effectively absorbed by QDs than the polymer material hence improved the power conversion efficiency.

4. Conclusion

Here, we reported the synthesis of tunable energy gap CdSe Quantum dots (QDs) and their preliminary application as a material absorber in solar cells devices. We found that the increasing of the growth times has red-shifted the energy gap of QDs system. In solar cell device, we found that the photocurrent was significantly increased as the QDs thin film applied in structure of device hence improved the power conversion efficiency.

Acknowledgement

The authors would like to thank the University Kebangsaan Malaysia, The Malaysian Ministry of Science, Technology and Innovation, the Malaysia of Higher Education and the Research University Grant (UKM-RRR1-01-FRGS0004-2006) and (UKM-GUD-NB-08-25-086) for supporting this project.

5. References

1. N. Abu Bakar, A. Ali Umar, H. Tengku Azis, S.H. Abdullah, M.M. Salleh, M. Yahaya, B.Y. Majlis, "Synthesis of CdSe Quantum Dots : Effect of Surfactant on the Photoluminescence Property", *Proceeding of IEEE International Conference on Semiconductor Electronics* 2008, 528-531 (2008).
2. Yu-feng Liao, Wen-jiang Li, "Synthesis of CdSe quantum dots via paraffin liquid and oleic acid", *J. Zhejiang Univ Sci. A* 2008 9(1): 133-136
3. A.J. Nozik, "Quantum Dot solar cells", *Physica E* 14 (2002) 115-120.
4. S-H. Choi, Hongju Song, Il Kyu Park, Jun-Ho Yun, Seok-Soon Kim, Seonghoon Lee, Yung-Eun Sung, "Synthesis of size-controlled CdSe quantum dots and characterization of CdSe-conjugated polymer blends for hybrid solar cells", *Journal of Photochemistry and Photobiology A: Chemistry* 179 (2006) 135-141).
5. M.C. Beard and R.J. Ellingson, "Multiple exciton generation in semiconductor nanocrystals: Toward efficient solar energy conversion", *Laser & Photon. Rev.* 2. No. 5 (2008) 377-399.
6. Ling Xu, Kunji Chen, Hatim Mohamed El-Khair, Minghai Li and Xinfan Huang, "Enhancement of band-edge luminescence and photo-stability in colloidal CdSe", *Applied Surface Science* 172 (2001) 84-88.
7. **Thomas Kietzke**, "Recent Advances in Organic Solar Cells", *Advances in OptoElectronics*, Volume 2007, Article ID 40285.

Encapsulation Fabrication Techniques for MEMS Devices: An Overview of Current Technologies

Azrul Azlan Hamzah, Jumril Yunas, Dee Chang Fu, Burhanuddin Yeop Majlis, and Ibrahim Ahmad

Institute of Microengineering and Nanoelectronics (IMEN)

Universiti Kebangsaan Malaysia

43600 Bangi, Selangor, MALAYSIA

E-mail: azlanhamzah@ukm.my

Abstrac

This paper overviews various techniques for fabricating encapsulation for MEMS devices. Encapsulation is fabricated on top of MEMS devices to protect moving parts from damage and contamination during fabrication and packaging processes. Wafer bonding, epitaxially deposited polysilicon, PECVD poly-SiGe, permeable polysilicon, electroless nickel film, CVD sealed micromachined cavity, SiN microshell using sacrificial carbon resist and sputtered encapsulation are compared in terms of process feasibility, dimension, cost, manufacturability, encapsulation quality, and impact on device performance. Epitaxially deposited polysilicon, PECVD poly-SiGe, permeable polysilicon, and electroless nickel cavity are suitable for fabricating encapsulation despite their minor disadvantages. Wafer bonding, CVD sealed micromachined cavity, and SiN microshell using sacrificial carbon resists, on the other hand, have some disadvantages in encapsulating MEMS devices. Sputtered silicon solved most of the problem faced in device encapsulation for isolatable MEMS devices.

Keywords: Microshell, wafer bonding, poly-SiGe, electroless nickel film, sputtered encapsulation

1. Introduction

Encapsulation has become an appealing option to package MEMS device since Guckel *et al.* pioneered reactive sealing and the use of LPCVD films for encapsulation of polysilicon resonant transducers in 1989 [1]. Earlier, Ikeda *et al.* utilizes epitaxially grown silicon to achieve vacuum seal for a resonant strain gauge [2,3]. However, these encapsulation techniques have produced vacuum sealing but not rigid physical protection for the device [4]. Encapsulation is a structure on top of the movable elements of MEMS device that protects the device from damage and contamination during fabrication and packaging processes. Encapsulation could be attached or directly deposited on the device.

In general, MEMS packaging has to fulfill several basic functions [5]:

- 1) to provide protection from chemical contamination, physical touch, or contamination by micro dirt
- 2) to provide mechanical support and to isolate stress
- 3) to provide electrical connections and isolation

- 4) to dissipate heat through thermal conduction

On top of the aforementioned functions, MEMS packaging has to be low in cost. Packaging could comprise up to 80% of manufacturing cost [6,7]. Therefore, wafer level encapsulation is a preferred option as opposed to single die packaging because of its low cost benefiting from batch process. Moreover, wafer level encapsulation would minimize damage during handling since the encapsulation is done right after device release. Wafer level encapsulation is also preferred because of its small geometry.

Encapsulation required is normally thick and rigid to withstand back end processing such as wafer dicing, wire bonding, and injection molding. A preferred encapsulation thickness is 20 micron or greater, so that an encapsulation spanning over a common MEMS device of an area of approximately 1 mm² or bigger would not experience excessive bending and surface tension [8]. Encapsulation fabricated with CMOS compatible process is preferred for the obvious reason; the interface circuitry can be build next to the encapsulated MEMS [9]. The encapsulation

should also have low internal stress as such stress is degrading for device performance [10]. Another important aspect is processing temperature, which has to be kept low, as high temperature is detrimental for IC and MEMS devices. Many MEMS device require hermetic packaging for optimized performance. Therefore, hermetic encapsulation is highly favorable for MEMS device packaging.

2. Encapsulation Fabrication Techniques

A. Wafer Bonding Using Glass Frit

Wafer bonding is one of the most common techniques used to encapsulate MEMS devices. This technique is employed to protect moving parts during die sawing and while being packaged into conventional leadframe-and-mold assembly [5]. In this process, a cap wafer is bonded to the substrate via several methods such as anodic bonding of glass to silicon, silicon direct bonding (SDB), adhesive polymer bonding, eutectic solder bonding and glass frit bonding. Anodic bonding and SDB both provide very tight seal, but are very sensitive to irregularities of the bonding surfaces. Moreover, anodic bonding requires high voltage and SDB requires high temperature which are both detrimental to the device [11]. On the other hand, adhesive polymer bonding and eutectic solder bonding are less susceptible to particulates and are done at a moderate temperature. However, these processes have a disadvantage of providing less hermetic seal from outgassing and difficult to pattern seal [11,12]. Among all these processes, glass frit bonding has an advantage of being able to produce good hermetic seal with processing temperature of less than 400°C [12]. In this process, low melting point sealing glass is applied to the whole cap wafer through a standard screen process in the form of a paste, which consists of a mixture of glass frit and an organic binder. The cap wafer is then allowed to dry, before being sintered at a high temperature. The substrate and the cap wafer is then aligned and brought together before being heated to a temperature exceeding the

softening point of the glass for thermocompression bonding to take place (Figure 1) [5].

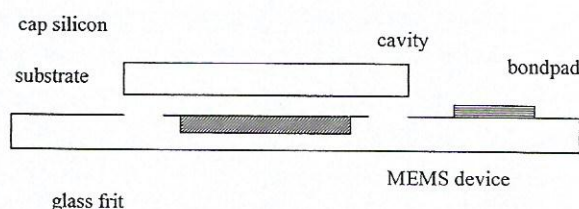


Figure 1. : Cross section of glass frit bonding

This method is preferred because of the good hermeticity of the seal and low processing temperature [11,12]. However, this method has several drawbacks. The cap wafer requires fabrication, which is an additional process step. The presence of glass cap also means a large area needs to be allocated for the sealing ring and bond pads; sometimes up to 70% of the die area. Moreover, the total wafer thickness would also double, and electrical contacts have to be rerouted to the perimeter of the die. [4]. Other disadvantages are that cost and time consuming alignment is needed for the two separate wafers to be bonded together. The quality of bond strength and sealing pressure are also difficult to control using this sealing process [11]. Tilmans *et al.* introduced indent reflow sealing (IRS) technique to eliminate most of the aforementioned wafer bonding problems. While he is mostly successful, the IRS technique still inherit some of wafer bonding problematic properties such as large area consumption due to sealing rings and double wafer thickness [11].

B. Epitaxially Deposited Polysilicon Encapsulation

Polycrystalline silicon has been first used to form micro-cavity for a hot-vacuum tube device in 1991 [13]. Since then, polysilicon has been widely used to create vacuum cavity for various devices such as microresonators, microgyroscopes, microbolometer, vacuum microtubes, biomedical

transducers, absolute pressure sensors, and micro acoustic transducers. However, as mentioned before, previous encapsulation techniques have been used to produce vacuum sealing but not rigid physical protection for the device. Aaron *et al.* has pioneered the use of epitaxially deposited polysilicon as encapsulation structure for piezoresistive accelerometers [4]. In this method, polysilicon encapsulation is grown in LPCVD vertical epitaxy chamber at 1000°C . Dichlorosilane (DCS) is used as the source gas. As a result, highly columnar polysilicon is deposited at 0.55 micron per minute [14]. The simplest method to fabricate polysilicon encapsulation is by first depositing a thin silicon oxide layer on the device's movable parts. Polysilicon is then deposited on the oxide layer forming the encapsulation up to the required thickness. Deep reactive ion etching (DRIE) is then used to etch vents through the encapsulation. The underlying oxide layer is then removed by HF vapor etching through the vents. The fabrication process is completed by depositing a low temperature oxide (LTO) layer on the encapsulation to seal off the vents. (Figure 2) [15].

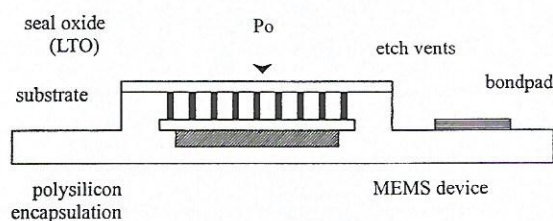


Figure 2 : Cross section of encapsulation with low temperature oxide (LTO) layer

Since the encapsulation is directly deposited on top of the device, less area is needed. No sealing rings or perimeter bondpads required since electrical connections are patterned on the surface of the encapsulation, thus further reducing the die area. Aside from being a CMOS compatible process, there is less chance for contamination because the encapsulation is deposited right after device release not after die cleaning, cover

bonding, and other processes that require handling. [4,16] However, high processing temperature is needed to grow this low stress polysilicon encapsulation [10]. The use of SiO_2 as sacrificial layer also causes some problem such as stiction and high stress in thick layer [16]. Possible deposition of sealing film on microdevice through top etch holes during sealing is also a problem for this technique [3].

C. PECVD Poly-SiGe Encapsulation

Plasma-enhanced chemical vapor deposition polysilicon germanium is an alternate material developed to eliminate problems encountered by polysilicon encapsulation. While columnar polysilicon deposition requires a temperature of nearly 1000°C , PECVD poly-SiGe only requires a temperature of 520°C - 590°C to achieve a similar structure [10]. This process is developed by Rusu *et al.* in 2002 under a project supported by SUMICAP [10]. Aside from the fabrication process and materials, the encapsulation would have a structure depicted in Figure 1. The PECVD poly-SiGe layers deposited in an Oxford Plasma technology (OPT) Plasma Lab 100 cold wall system. The silicon gas source for the deposition is pure silane, and 10% germane (GeH_4) in hydrogen (H_2) has been used as the germanium (Ge) gas source. The deposition pressure is fixed at 266 Pa (2 torr) and the power at 30W. Silane flow rate is fixed at 30 sccm, and germane flow rate is varied between 100 and 166 sccm depending on other deposition parameters. A high growth rate of 100-200 nm/min has been achieved at deposition temperature ranging from 520°C to 590°C [10]. The presence of Ge reduces the melting point of SiGe alloy [10]. Thermal oxide (TEOS) has been chosen to replace SiO_2 as sacrificial layer to eliminate stiction problem since no stiction causing nitrogen is present. (PECVD SiO_2 on the other hand has built-in N) [17].

This technique has several advantages over columnar polysilicon deposition such as low deposition temperature, polycrystalline as-

deposited layer (no activation anneal needed), and no nucleation layer needed for the poly-SiGe deposition [10]. Poly-SiGe also produces encapsulation with low internal stress, low resistivity, and good deposition conformality [18]. However, since this technique utilizes release etch holes, there is a possibility of depositing sealing film onto micro device during sealing process, which could alter device performance [3].

D. Permeable Polysilicon Encapsulation

The attack of HF on the underlying oxide through defects in the polysilicon grain boundaries was observed by Monk *et al.* when thin, undoped polysilicon deposited on PSG was immersed in HF [19]. A similar observation was made with in situ doped polysilicon on thermal oxide [3]. Manipulating this behavior, a hermetically sealed cavity has been fabricated Leboutitz *et al.* in University of California at Berkeley to encapsulate resonators and other devices that require sealing from outside ambient [20]. After MEMS device fabrication, the

fabrication of the vacuum shell began by depositing a few micron thick layer of PSG with 8 wt% phosphorus by LPCVD and densifying it in nitrogen at 1000°C for 30 minutes to form the sacrificial layer [3,20]. The shape of the microshell is then defined by etching the PSG in 5:1 buffered HF (Figure 3a). A layer of low-stress silicon nitride was deposited at 835°C and subsequently patterned and etched to form etch-access windows (Figure 3b-c). A polysilicon layer with thickness varying from 100nm to 150nm is then deposited to form the permeable polysilicon layer (Figure 3d). The device was then released by submerging it in a concentrated HF solution for 1 minute. The shells were then sealed by a silicon nitride deposition (Figure 3e). The process is completed by patterning of contact holes on the device [20].

This process has the advantage of not having any deposition on the moving parts of the device. Measured nitride deposition is less than 100Å on the device surface [20]. This technique is also capable of producing hermetic encapsulation with low cavity pressure. Moreover, a fast sacrificial etching (less than 120 seconds) is achieved, which is important since extended exposure to HF is detrimental for polysilicon structures [3].

E. Electroless Nickel Film Cavity

Electroless Nickel Film is a promising new method for fabricating encapsulation on top of movable parts of MEMS devices. A rigid self supported nickel cavity structure has been successfully fabricated at a low deposition temperature using this method. Electroless deposition is favored over electroplating not only because it requires no externally applied electricity, but also because it can be applied to nonconductive surfaces [21]. In order to create an electroless nickel film cavity, an LPCVD low-stress silicon nitride (SiN) layer was first deposited on a cleaned silicon wafer. An ordinary positive photoresist (Shipley 1813) was deposited and developed to form the sacrificial layer of the cavity. Seed Cr and Ni layers are then deposited on

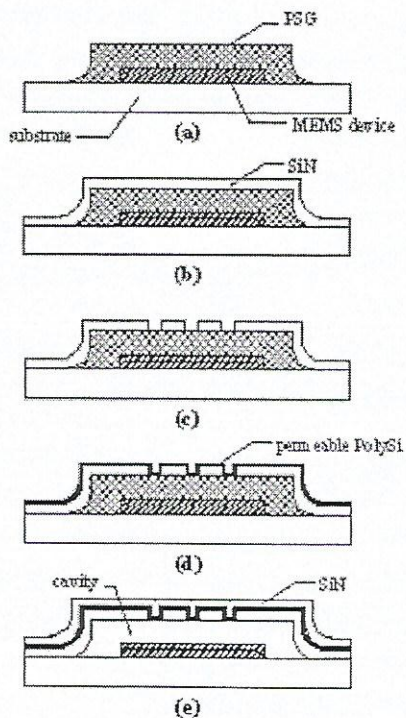


Figure 3 : Fabrication process of permeable polysilicon encapsulation

top of the photoresist. Another layer of photoresist is then deposited and developed to define electroless nickel growth areas. Electroless nickel is then grown to the required structural thickness. The sacrificial photoresist is then removed to create the cavity, which is ready to be sealed by liquid sealant [21]. A cavity of 1.7 mm unsupported roof length has been successfully fabricated using this technique (Figure 4) [21].

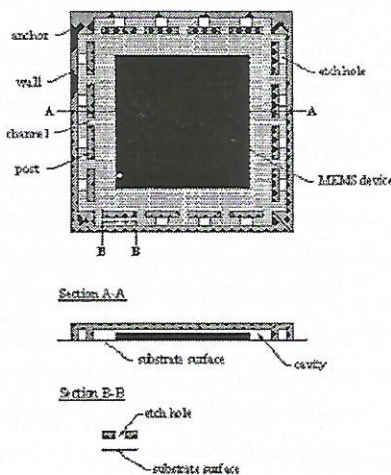


Figure 4 : Layout and cross section of electroless nickel film cavity structure

Another similar method proposed by Sadler *et al.* could produce encapsulation structure as thick as 25µm [22].

The main advantage of this method is that a thick and rigid encapsulation structure with moderate internal stress could be fabricated under deposition temperature of below 200°C. Moreover, nickel is a good encapsulating material since it has a very high chemical resistance against HF and other basic solutions [21]. More importantly, no applied electricity is needed for electroless Ni plating, thus damaging effect of applying electrical current on the MEMS device can be avoided [21]. Electroless nickel plating can also be applied to nonconductive surfaces with a suitable activating pretreatment, and can provide highly conformal step coverage since the chemical reaction is autocatalytic at metal and plating solution interface [21].

F. CVD Sealed Micromachined Cavity

Chemical vapor deposition methods are commonly used to produce vacuum-sealed cavities with pressure below a few hundred millitorr [23]. Silicon micromachined cavities are sealed at release etch holes by CVD deposition to possibly house MEMS devices. To create CVD cavities, a low-stress LPCVD silicon nitride layer is first deposited on the substrate silicon to define cavity-well regions. A silicon dioxide layer is then grown using steam-assisted thermal oxidation. LPCVD phosphosilicate glass (PSG) is then deposited and patterned forming the top layer and channels of the cavities. The deposited thermal oxide and PSG form the sacrificial layers of the cavity structure. A low-stress silicon nitride film is then deposited and patterned to form diaphragm and etch holes structure of the cavity. The underlying PSG and thermal oxide layers are then completely removed by 20 minutes of concentrated HF wet etching, forming a free standing cavity structure. The structure is then sealed using CVD deposition of either SiN, Poly-Si, or PSG (Figure 5) [23].

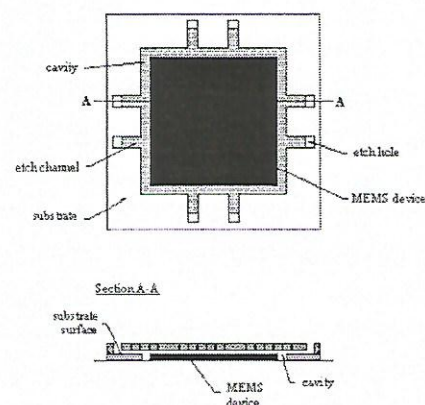


Figure 5 : Layout and cross section of CVD sealed micromachined cavity structure

The advantages of this process are hermetic sealing and no internal deposition during sealing. However, there are some disadvantages such as high processing temperature during deposition and hard to control cavity atmosphere because the

ambient gas and pressure are determined by the conditions of the sealing process [11]. Moreover, the dimension of the cavity is limited by the distance HF can attack into the cavity without damaging any MEMS structure, since long exposure to HF is damaging to polysilicon structures.

G. SiN Microshell using Sacrificial Carbon Resist

This method is similar to polysilicon encapsulation with the major difference being the sacrificial material used is carbon resist instead of oxide layer. A rounded sacrificial carbon structure is generated by a two-step photoresist reflow and pyrolysis process providing the shape for the microshell [24]. So far, this method has been successfully developed to produce microshell transducer arrays for high-resolution underwater acoustic imaging applications. In order to fabricate these microshells, a layer of Thermal oxide is first deposited on the silicon substrate. A layer of PR is then spun and patterned for sacrificial release access. The PR is then carbonized (Figure 6a). A second layer of PR is then deposited, patterned, and carbonized to form the sacrificial resist structure (Figure 6b-c). Next, a layer of silicon nitride is deposited to form the structure of the shell (Figure 6d). The underlying

sacrificial layers are then oxygen burnt for removal and a layer of LTO is deposited to seal off the microshell (Figure 6e-g) [24].

Eventhough this process has been proven successful to create microshell for an acoustic transducer, this technique has never been tested for housing any other MEMS devices. Even for acoustic transducer devices, this method has performance limitation on fabrication [24]. A process is yet to be developed to manipulate this technique for creating larger cavity suitable for encapsulating MEMS devices.

H. Sputtered Encapsulation

Sputtered encapsulation technique was developed in the Institute of Microengineering and Nanoelectronics (IMEN), Universiti Kebangsaan Malaysia in 2008 [25]. The technique was developed to package isolatable MEMS devices at wafer level. A robust encapsulation which could withstand subsequent high pressure plastic packaging is produced only by using and carefully sequencing several CMOS compatible materials and low temperature processes, without the need for expensive packaging procedures and equipments. Encapsulation with very uniform surface profile was achieved using spin-on glass (SOG) as a sacrificial layer, SU-8 as base layer, RF sputtered silicon as main structural layer, eutectic gold-silicon as seal layer, and liquid crystal polymer (LCP) as outer encapsulant layer.

In the proof of concept level, sputtered silicon encapsulation was built on unpackaged MEMSTech 50g non-crossing differential capacitive accelerometer (Sensfab Pte. Ltd., Singapore). The fabrication process involves several deposition and etching steps. Accuglass 314 SOG from Honeywell Inc. (Sunnyvale, USA) was used as sacrificial layer. SU-8 is used as the base layer for the encapsulation. Etch release step was performed using 5% HF solution (1:20 HF:H₂O). This solution was found effective in removing sacrificial SOG while being less damaging to both SU-8 base layer and silicon

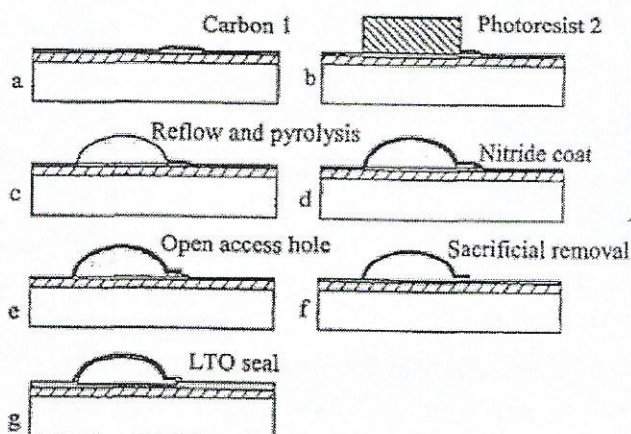


Figure 6 : Fabrication Process of SiN Microshell Using Sacrificial Carbon Resist

structure of the accelerometer [10]. Sputtered silicon was used as the main structure for the encapsulation. The samples were then placed in *NanoFilm* (NTI Pte. Ltd., Singapore) sputtering chamber and RF silicon sputtering was performed at 400W forward power with 20 sccm argon flow, at approximately 80°C at pressure level of approximately 14 mTorr, yielding a silicon layer of approximately 25 μm in height [25]. Immediately after silicon sputtering was completed, the samples were transferred into Baltec DC sputtering chamber for gold sputter deposition. Then, the samples were placed in furnace and annealed at 363°C for 3 hours. The annealing served two purposes: (1) to grow a eutectic gold-silicon layer between sputtered gold and sputtered silicon layer, and (2) to anneal the amorphous sputtered silicon into a more densified layer. Gold-silicon eutectic layer serves as the seal layer for the encapsulation. Eutectic layer formation is achieved by annealing both gold and silicon atoms at eutectic temperature of 363°C. Outer encapsulant needs to be added on top of the encapsulation structure in order to strengthen the encapsulation structure for the subsequent transfer molding process. A thin glob of RTP 3485-1 LCP carbon fiber was melt-dispensed on the encapsulated device using a dispenser heated to approximately 300°C to melt the thermoplastic, yielding encapsulated device with uniform glob top after curing. These process steps are summarized in Figure 7. Schematic showing different parts of completed wafer level packaging for MEMSTech 50g accelerometer is depicted in Figure 8.

The completed structure is depicted in Figure 9. The gold topmost layer could be prominently seen from the figure. Underneath the gold layer is the eutectic gold-silicon layer, which serves as the hermetic seal for the package. Functionality tests performed has confirmed that the packaged device could withstand subsequent back end packaging processes, such as wafer dicing and plastic molding, while maintaining the performance of

the device at an excellent level [25,26]. The packaging is robust, CMOS compatible, and economical; thus overcoming common problems in packaging MEMS device at wafer level.

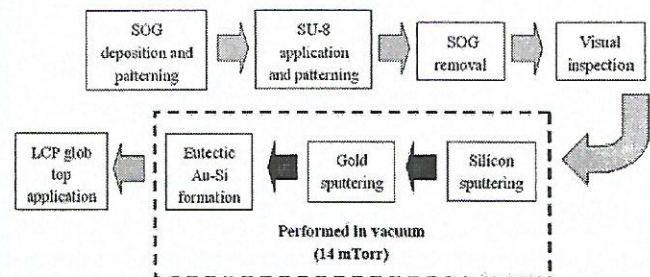


Figure 7 : Process sequence for sputtered silicon encapsulation fabrication

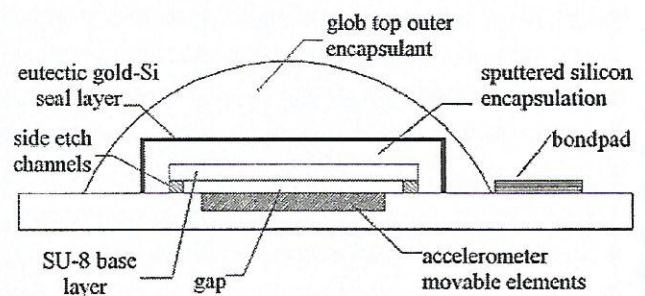


Figure 8 : Schematic diagram of encapsulated MEMSTech 50g accelerometer

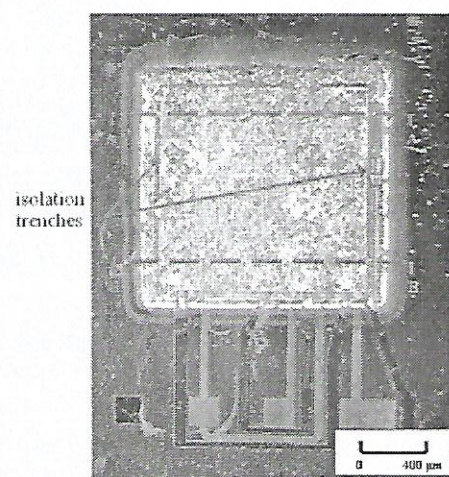


Figure 9 : Optical microscope picture showing close up of an encapsulated MEMSTech 50g accelerometer. Imprints of isolation trenches are visible from the top of the device

3. Conclusion

It has been discussed and shown that several methods are more suitable than others for fabricating encapsulation for MEMS devices. Wafer bonding is the traditionally accepted technique for packaging MEMS devices at wafer level. However, as device size decreases, the technique has become more and more obsolete due to its large area consumption, complexity, and high cost despite its good hermeticity level. Epitaxially deposited polysilicon encapsulation and PECVD poly-SiGe encapsulation eliminate many of wafer bonding inherited problems but might still encounter fabrication problems such as high processing temperature and internal deposition of sealing material. Permeable polysilicon is a good technique for encapsulating MEMS devices. Electroless nickel film cavity on the other hand, has limited use in MEMS since the process is not CMOS compatible. CVD sealed micromachined cavity is also feasible, but the cavity dimension is limited by etch channel length. Despite being limited to only MEMS devices with certain size range, SiN microshell using sacrificial carbon resist is a promising technique for MEMS device encapsulation. Finally, sputtered encapsulation presented a novel wafer level packaging technique for isolatable MEMS devices using simple and economical low temperature CMOS compatible processes. A robust encapsulation is produced only by using and carefully sequencing CMOS compatible materials and processes, without the need for expensive packaging equipments.

4. References

1. H. Guckel, *et al.*, "The Application of Fine-Grained, Tensile Polysilicon to Mechanically Resonant Transducers", 5th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators and Eurosensors III, Montreux, Switzerland, 25-30 June 1989 in *Sensors and Actuators A (Physical)*, A21 (1-3): 346-351, 1990.
2. K. Ikeda, *et al.*, "Three Dimensional Micromachining of Silicon Resonant Strain Gauge", Digest of The 7th Sensor Symposium, Tokyo, Japan, May 1988, pp. 193-196.
3. K. S. Leboutitz, *et al.*, "Permeable Polysilicon Etch-Access Windows for Microshell Fabrication", The 8th International Conference on Solid State Sensors and Actuators, Stockholm, Sweden, June 25-29, 1995, pp. 224-227.
4. A. Partridge, *et al.*, "New Thin Film Epitaxial Polysilicon Encapsulation for Piezoresistive Accelerometers", Proc. 14th IEEE Int. Conf. on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS 2001), pp. 54-59.
5. G. Li and A. A. Tseng, "Low Stress Packaging of a Micromachined Accelerometer", IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing, Vol. 24, No. 1, January 2001, pp. 18-25.
6. W. Park, *et al.*, "Wafer-Scale Film Encapsulation of Micromachined Accelerometers", The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, June 8-12, 2003, pp. 1903-1906.
7. G. Beardmore, "Packaging for Microengineering Devices. Lessons from The Real World", Proceeding Institute of Electrical Engineering Colloquium Assembly Connections Microsystems, London, U.K., 1997, pp. 2/1-2/8.
8. A. A. Hamzah, *et al.*, "Deflection Analysis of Epitaxially Deposited Polysilicon Encapsulation for MEMS Devices", Proceeding ICSE 2004, 7-9 December 2004, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 611-614.
9. R. N. Candler, *et al.*, "Single Wafer Encapsulation of MEMS Devices", IEEE Transactions on Advanced Packaging, Vol. 26, No. 3, August 2003, pp. 227-232.
10. C. Rusu, *et al.*, "New Low-Stress PECVD Poly-SiGe Layers for MEMS", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 12,

- No. 6, December 2003, pp. 816-825.
11. H. A. C. Tilmans, *et al.*, "The Indent Reflow Sealing (IRS) Technique A Method for The Fabrication of Sealed Cavities for MEMS Devices", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 9, No. 2, June 2000, pp. 206-217.
 12. Y. Jin, *et al.*, "MEMS Vacuum Packaging Technology and Applications", 2003 Electronics Packaging Technology Conference, pp. 301-306.
 13. S. Zurn, *et al.*, "Sealed Vacuum Electronic Devices by Surface Micromachining", *IEDM 91*, pp. 205-208.
 14. P. Lange, *et al.*, "Thick Polycrystalline Silicon for Surface Micromechanical Applications: Deposition, Structuring, and Mechanical Characterization", The 8th International Conference on Solid State Sensors and Actuators, Stockholm, Sweden, June 25-29, 1995, pp. 202-205.
 15. A. Partridge, "Lateral Piezoresistive Accelerometer with Epipoly Encapsulation", Ph.D thesis, Stanford University, Palo Alto, Jun 2003.
 16. H. Stahl, *et al.*, "Thin Film Encapsulation of Acceleration Sensors Using Polysilicon Sacrificial Layers", The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, June 8-12, 2003, pp. 1899-1902.
 17. B. Du Bois *et al.*, "HF Etching of Si-Oxides and Si-Nitrides for Surface Micromachining", Dutch National Sensor Conference, Enschede, Netherlands, May 2001.
 18. J. M. Heck, "Polycrystalline Silicon Germanium for Fabrication, Release, and Packaging of Microelectromechanical Systems", Ph.D thesis, University of California, Berkeley, 2001.
 19. D. J. Monk, *et al.*, "Stress-Corrosion Cracking and Blistering of Thin Polysilicon Film in Hydrofluoric Acid", *Materials Research Society Symposium Proceedings*, Vol. 308, San Francisco, California, USA, 15 April 1993, pp. 641-646.
 20. K. S. Leboutz, *et al.*, "Vacuum Encapsulation of Resonant Devices Using Permeable Polysilicon", 0-7803-5194-0/99/\$10.00 ©1999 IEEE, pp. 470-475.
 21. S. H. Yi, *et al.*, "Electroless Nickel Films: Properties and Fabricated Cavity Structure", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 11, No. 4, August 2002, pp. 293-301.
 22. D. J. Sadler, *et al.*, "micromachined Semi-Encapsulated Spiral Inductors for Microelectromechanical Systems (MEMS) Applications", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 33, No. 5, September 1997, pp. 3319-3321.
 23. C. Liu and Y. Tai, "Sealing of Micromachined Cavities Using Chemical Vapor Deposition Methods: Characterization and Optimization", *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 8, No. 2, June 1999, pp. 135-145.
 24. M. J. Mescher, *et al.*, "Novel MEMS Microshell Transducer Arrays for High-Resolution Underwater Acoustic Imaging Applications", 0-7803-7454-1/02/\$17.00 ©2002 IEEE, pp. 541-546.
 25. A. A. Hamzah, J. Yunas, B. Y. Majlis, and I. Ahmad, "Sputtered Encapsulation as Wafer Level Packaging for Isolatable MEMS Devices: A Technique Demonstrated on a Capacitive Accelerometer", *Sensors*, Vol. 8, No. 11, November 2008, pp. 7439-7452.
 26. A. A. Hamzah, "Sputtered Silicon Encapsulation: Wafer Level Packaging for MEMS Devices", Ph.D thesis, Universiti Kebangsaan Malaysia, 2008.

Effect of Die Attach Film (DAF) Materials on Quad Flat Nolead (QFN) Stacked-Die Package after Reliability Process

A. Jalar I. Abdullah, V. Lim, and S. A. Radzi

ASPAC Laboratory, Institute of Microengineering and Nanoelectronic (IMEN),
Universiti Kebangsaan Malaysia,
43600 UKM Bangi, Selangor, MALAYSIA
Email: azmn@ukm.my

Abstract:

Consumers demand smaller and lighter products in wireless application with maximum functionality. This has driven the semiconductor industries toward the development of 3-dimensional stacked-die. The suitable bonding conditions and materials are essential to achieve required reliability and performance. This study is to relate the effects of variable bonding parameters with the mechanical adhesion and delamination of the Die Attach Film (DAF) in Quad Flat No-Leads (QFN) stacked-die. Both experimental and finite element analytical methods were employed to gain a better understanding in stress induced development between two different types of DAF, plus different die attach temperatures during the manufacturing processes. The die bond strength results were measured using shear testing machine and were compared with the finite element method prediction. Both DAF samples achieved good reliability performances and passed the Moisture Sensitivity Level 3 (MSL3) test at 260°C reflow without any delamination. However, numerical simulation demonstrated that the stress developments increased exponentially when the die attach temperature increased. This showed that different DAFs gave different values of stresses but presented the similar trend towards temperature, which the lowest die attached temperature (100°C in comparison with 125°C and 150°C) gave higher stress to the die. The possibility that the die will have weaker adhesion on the substrate is higher at lower temperature. Therefore, stress can be relieved by having higher die attached temperature with an adequate bonding force and time. However, die attach temperatures for both DAFs must be used above the glass transition temperature.

KeyWord : die attach film, quad flat nolead

1. Introduction

The trend towards miniaturization, more functionality and higher performance of wireless devices can be described by 3-dimensional QFN package in packaging industry.

This innovation introduced the third dimension packaging orientation by stacking additional dies on the base die using die attach film (DAF) as shown in Fig. 1. 3D packaging offered more attractive way to reduce transmission delays, since its configuration provided shorter access to several surrounding chips [1]. However, as the number of die stacking increases, DAF below the top die would experience a decrease of heating temperatures during top die attach process, higher power dissipation and higher thermal resistance between bottom and top die which may lead to weak adhesion and delamination due to high stress concentration [2,3].

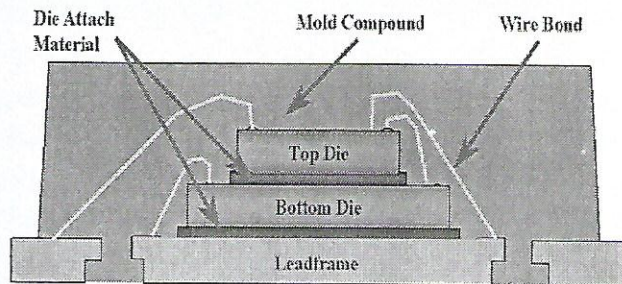


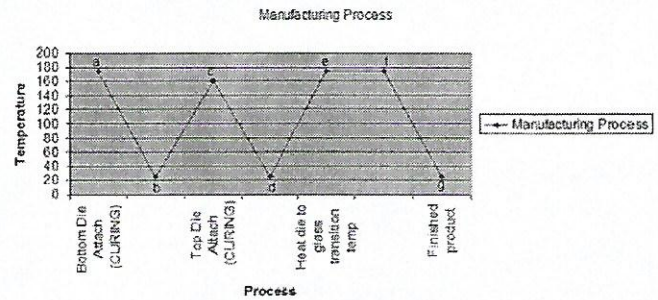
Fig. 1: The Cross Section on Stacked die QFN package

There are two common adhesive materials used for die stacking in the microelectronic packaging, namely epoxy paste and DAF. The difficulties in controlling the resin bleed, fillet height, die tilt and adhesive bond-line thickness, has lead the consideration to DAF as a suitable die attach adhesive for stacked-die applications [4]. By comparing with epoxy, the DAF required some bonding delay at particular temperature to allow

the DAF to melt, then followed by solidification and stick to the leadframe or die. Previous study has indicated that most of the die stress is developed during die attach and curing process [2,3,5-7]. When the die stress in the assembly processes is compared, it is found that DAF showed 42% lower stress than epoxy [7]. After the die attach process, the curing reaction of DAF should be stable in the subsequent process before mold, to increase the effective touched areas and prevent weak interface or delamination in the stack die product [8]. The results from a study [9] showed that the process conditions and material properties related to polymeric materials gave high impact to the surface mount adhesion. This study reports present work on the evaluation of the material, die attach process and reliability factors which were studied by scanning acoustic microscopy (SAM) and finite element analysis. The finite element analyses were implemented to address the stress distribution in the stacked die package and verified by the SAM.

2. Methodology

In this study, two types of DAF (A and B) were simulated and examined. Temperature for manufacturing process was used as the environment load in the simulation. Fig. 2 showed the standard manufacturing process and the corresponding temperature that were used in this study. The normal curing process was simulated because the cross-linking process happened at this temperature. Comparison between two types of DAF was done to see the stress for each process. Samples were prepared using thin film of Al die with the package size of 7 mm × 7 mm × 0.9 mm for QFN 48 leads package. The base die size is 5 mm × 5 mm and the top die size is 3.3 mm × 3.3 mm, where thicknesses for both dies are 0.15 mm. Two types of DAF (DAF A and B) were used to stack the top die on the bottom die using ESEC 2008HS die bonding machine.



Manufacturing process	Temperature °C
Bottom die attach (curing)	175
Cool to room temperature	25
Top die attach (curing)	160
Cool to room temperature	25
Heat die to glass transition temp	175
Mold compound	175
Finished product	25

Fig 2: Standard manufacturing process and corresponding temperatures used in this study

This experiment was designed to evaluate the die bonding reliability of the DAF and to understand the sources that affect the manufacturing variation during die attach process. A common parameter set was established for the DAF system that allowed both DAF to produce die bonding process that met standard production physical and visual inspection quality. Based from the data sheets that were given by the supplier, the recommended temperature ranges for die attach process are within 100~150°C. Thus, in the next simulation will compare three different top die attach temperatures which are 100, 125 and 150°C. Each of the combinations was randomly run as a separate assembly lot.

Die shear: Mechanical adhesion strength of DAF was obtained by using a XYZTEC Condor shear testing machine. Correct position of shear tool is shown in Fig. 3. In this study, only the top die was sheared or forced to move while the base die was kept stationary. Results from this study were presented the adhesion strength for DAF die attach condition.

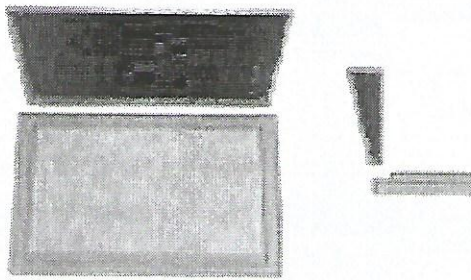
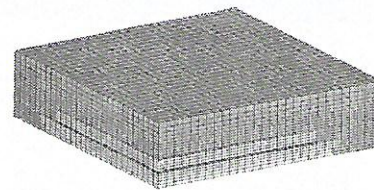


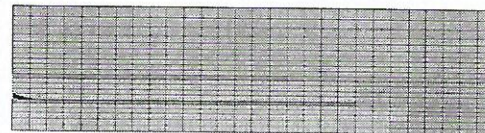
Fig. 3: Correct position of shear tool for top die shear test.

Scanning acoustic test: Scanning Acoustic Microscope (SAM) EVO II was used to perform G-scan mode for image analysis and signal amplitude was verified by A-scan mode to detect air gap or interfacial delamination between mold compound and top die, bottom die and leadframe on more than 70 samples of DAF A and B.

Finite Element Analysis (FEA): Finite element technique is a method of finding approximate mathematical solutions of physical problems. It is also used to predict the failure caused by package warpage in semiconductor industry [10]. In this study, three dimensional solid models were generated to determine the thermally induced stresses under different conditions of assembly processes. Ansys® software was used for finite element analysis. Since the geometry of package is symmetry, only one-quarter of the package is necessary to be modeled with symmetrical boundary conditions. The FEA model of package unit is shown in Fig. 4. The model used eight node 3D brick elements and 200 mesh elements to generate quad meshing. The symmetrical boundary conditions were applied to the surface at *origin x and y* and node at bottom of substrate to prevent free rigid body motion. Thermal loading is applied to simulate the cooling after molding process, i.e., from 175°C to room temperature. Element birth and death option was used to simulate the manufacturing conditions.



3D view



Side view

Fig. 4: The FEA model of QFN stacked die package unit used in this study

3. Result and Discussion

Die shear result: Fig. 5 shows the comparison of shear strength results for DAF A and B at different die attach processing temperature. Two failure modes were observed during die shear test which were 50% to 100% silicon remains on die pad and no silicon remain or less than 10% on die pad as shown in Fig. 6.

Delamination result: Scanning Acoustic Microscopy (SAM) with G-scan and A-scan mode which works by directing focused sound from a transducer on a target object and the transmitted sound was measured. G-scan mode images of DAF A and B after Moisture Sensitivity Level 3 (MSL3) test at reflow 260°C are shown in Fig. 7.

Stress analysis in FEA technique: Stress distribution on top die which was laminated with DAF A and B during curing process at 160°C and after curing process at room temperature (25°C) are shown in Fig. 8 and 9. Fig. 10 presents the stress level experienced along manufacturing process for top die shear stress and top die 1st principal stress of both DAF A and B. Effect of die attach temperature towards top die shear stress and top die 1st principal stress for both DAF A and B were also evaluated as represents by Fig. 11 and 12. Stress values were summarized in Table 1.

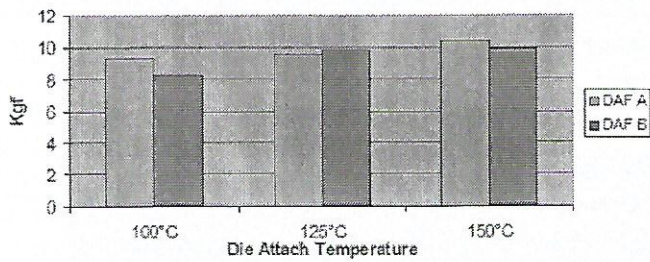


Fig. 5: Die shear measurement results of DAF A and B

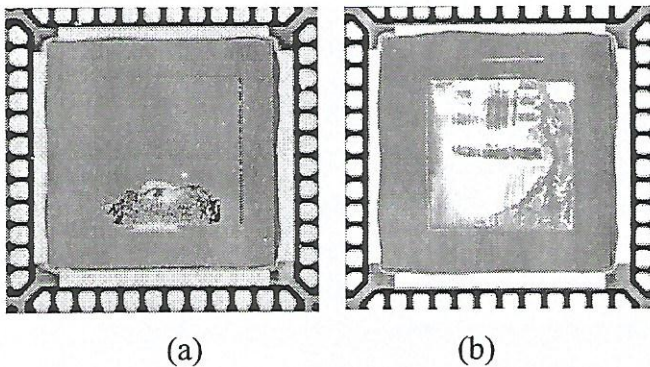


Fig. 6: Specified modes for die shear (a) 50% to 100% silicon remains on die pad (b) no silicon remain or less than 10% on die pad

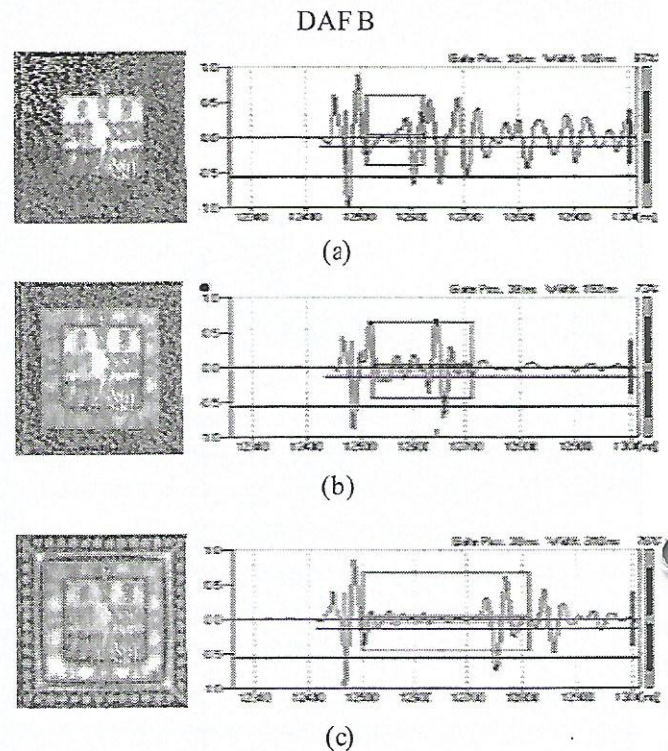
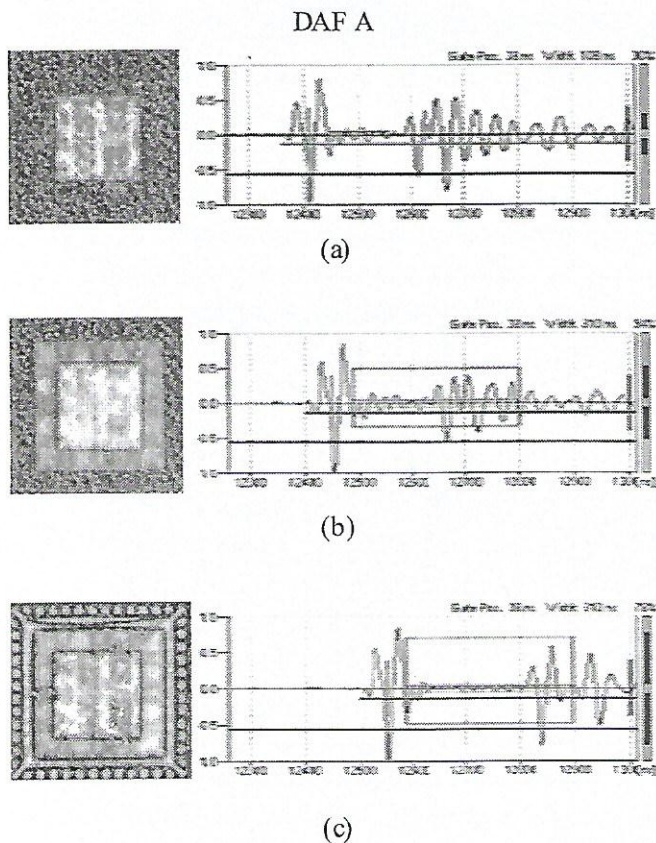


Fig. 7: G-scan images and A-scan signals show non-defect area and good amplitude (positive-negative-positive) signals for units of DAF A and B after MSL3 test

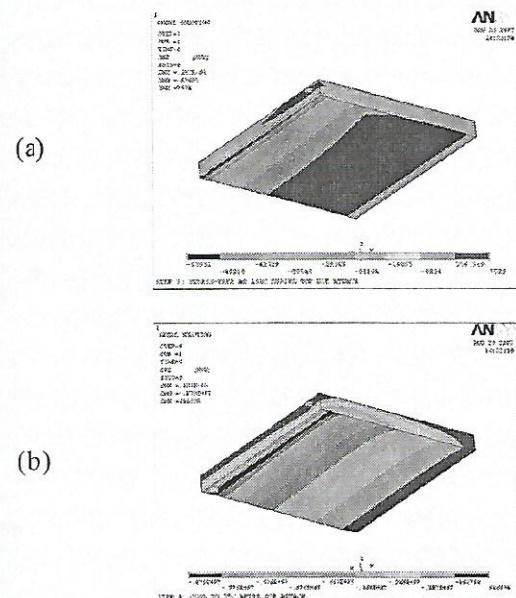
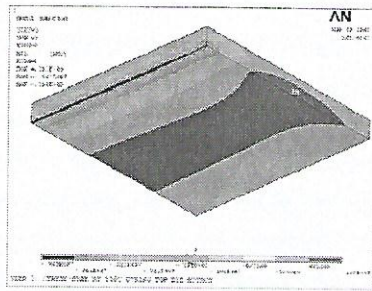
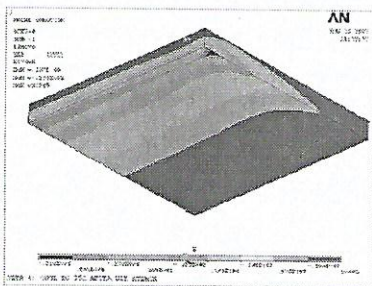


Fig. 8: Stress distribution on top die laminated with DAF A at (a) curing process, 160°C and (b) room temperature (25°C) after curing process

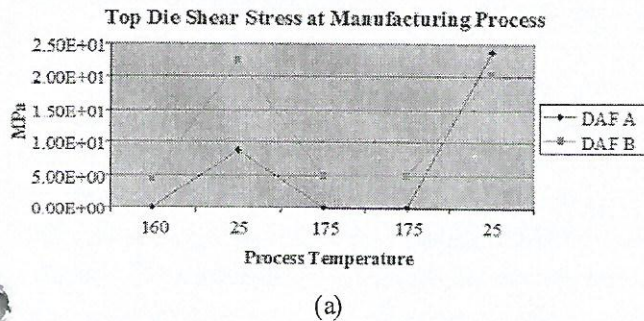


(a)

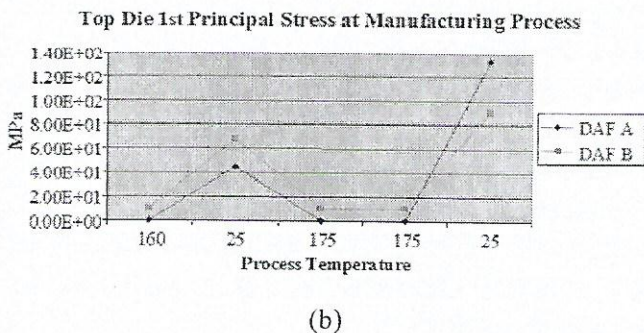


(b)

Fig. 9: Stress distribution on top die laminated with DAF B at (a) curing process, 160°C and (b) room temperature (25°C) after curing process.



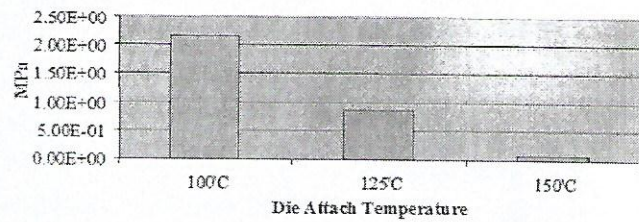
(a)



(b)

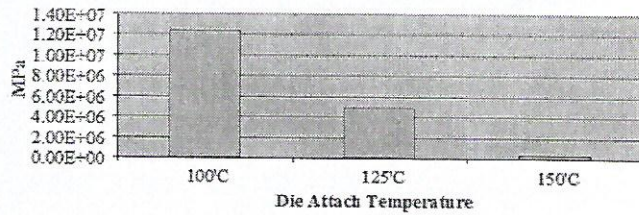
Fig. 10: Stress level at manufacturing process (a) top die shear stress (b) top die 1st principal stress

Top Die Shear Stress @ Different Process Temperature For DAF A



(a)

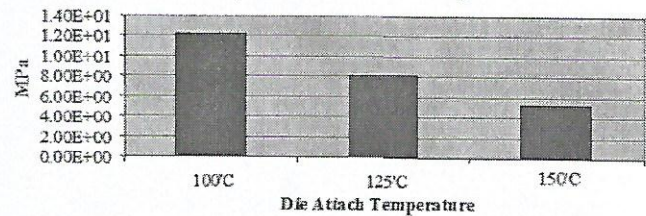
Top Die 1st Principal Stress @ Different Process Temperature For DAF A



(b)

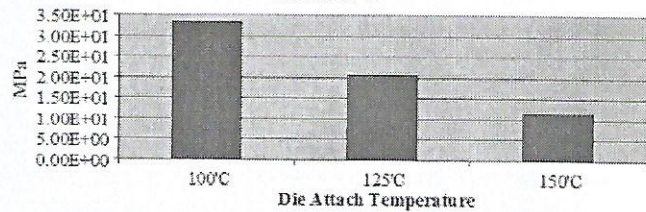
Fig. 11: Stress level for DAF A at different die attached temperature (a) top die shear stress (b) top die 1st principal stress

Top Die Shear Stress @ Different Process Temperature For DAF B



(a)

Top Die 1st Principal Stress @ Different Process Temperature For DAF B



(b)

Fig. 12: Stress level for DAF B at different die attached temperature (a) top die shear stress (b) top die 1st principal stress

Table 1: Stress values of top die shear stress and top die 1st principal stress for DAF A and B

Shear stress	DAF A	DAF B
100°C	2.17 Pa	
1.23×10^1 Pa		
125°C	8.43×10^{-1} Pa	8.15 Pa
150°C	6.55×10^{-2} Pa	5.25 Pa
1st principle stress	DAF A	DAF B
100°C	1.24×10^7 Pa	
3.33×10^1 Pa		
125°C	4.86×10^6 Pa	
2.08×10^1 Pa		
150°C	3.56×10^5 Pa	
1.18×10^1 Pa		

It can be seen from Fig. 5 that the bonding temperature gave a significant impact to the adhesion strength of the top die, where both DAF showed the increase in shear strength as the die attach temperatures increase with most of the failure modes were 50-100% silicon die remained on die pad after shearing and very small number of units illustrated no silicon remain on the die pad (Fig. 6). The adhesion between DAF and bottom die has primarily involved micro interlocking process. Therefore, increment in the die attach temperature above the DAF glass transition temperature caused the viscosity to drop and bonding pressure forced the DAF to achieve intimate contact to the bottom die surface. These influenced the interlocking which lead to the increment in real contact area. As a result, adhesion strength between DAF and bottom die surface were presented high shear strength.

Any air gap or delamination was exhibited as a red area in the SAM image for G-scan mode and negative-positive-negative signal amplitude for A-scan mode. MSL3 test results indicated that most samples of DAF A and B had passed with unsigned of delamination or adhesive voids can be found based on the J-STD-020C Joint IPC/JEDEC Standard for Moisture/Reflow Sensitivity Classification for Nonhermetic Solid State Surface-Mount Devices (Fig. 7).

The simulation study on evaluation of the stress that was induced by thermal loading during assembly process showed that a high stress had

been detected at both DAF during cooling down to room temperature after curing process during cooling process. The distributed shear stresses on top die laminated with DAF decreased exponentially (Fig. 8 and 9). Fig. 10 shows DAF A experienced lower stress level compared to DAF B after curing process. However after the curing process, the stress level of them seems reverse where DAF B exhibited lower stress compared to DAF A. This suggests that DAF A had a better integrity compared to DAF B. Based from the data sheet that was given by the supplier, the recommended temperature range for die attach process are within 100~150°C. Thus, in the next simulation will compare three different top die attach temperatures which are 100, 125 and 150°C. Each of the combinations was randomly run as a separate assembly lot.

Fig. 11 shows that the same trend was obtained between top die shear stress and top die 1st principal stress during processing temperatures of DAF A. Each processing temperatures has presented different stress values. At 100°C of die attached temperature, a high stress was obtained on the top die component. The possibility that the die will have weak adhesion at the bottom die was high. At 150°C of die attached temperature, the die stress was relieved by showing the lowest stress values compared with other two temperatures (100 and 125°C). Fig. 12 shows that the same trend was obtained between top die shear stress and top die 1st principal stress during processing temperatures of DAF B. Similar with the trend of DAF A, the lowest stress obtained at 150°C die attached temperature and the highest stress obtained at 100°C die attached temperature. However, the stress result for each die attach temperatures did not show approximate values between top die shear stress and top die 1st principal stress as presented by DAF A.

4. Conclusion

The experimental and finite element analytical methods are designed to obtain suitable

die attach condition and DAF characterization, in order to achieve MSL3 reliability performance in the manufacturing of the 3D stacked die QFN package. This suggested that the die attach temperatures for DAF A and B must be used above the glass transition temperature (128°C for DAF A and 165°C for DAF B) and be controlled not to exceed the crystallization temperature (203°C for DAF A and 204°C for DAF B). The best die attach process was characterized by stable values of DAF thermal resistance properties and optimum touched area between DAF and die surface. Although both DAF samples achieved good adhesion and reliability performance, numerical simulation indicated that it was important to control the stress development at the die attach stage. Therefore, for this case, stress can be relieved by having higher die attach temperature with an adequate bonding force and time.

5. References

1. Heikkila, R., J. Tanskanen and E.O. Restolainen, 2002. Reliability study of 3D stacked structures. 52nd Electronic Components and Technology Conference, May 28-31, IEEE Xplore, San Diego CA., pp: 1 4 4 9 - 1 4 5 3 . DOI : 10.1109/ECTC.2002.1008297.
2. Jalar, A., M.F. Rosle and M.A.A. Hamid, 2008. Die attach film performance in 3D QFN stacked die. Applied Theor. Mech., 3: 104-113. <http://www.worldses.org/journals/mechanics/mechanics-2008.htm>
3. Tsai, T.Y., H.C. Chang, W.C. Li, C.P. Teng and Y.S. Lai, 2007. Working temperature characterizations for die attach films in stacked-die process. 32nd International Symposium on Electronic Manufacturing Technology, October 3-5, IEEE Xplore, San Jose, CA., pp: 92-95. DOI: 10.1109/IEMT.2007.4417058.
4. Mallik, D., K. Radhakrishnan, J. He, C.P. Chiu, T. Kamgaing, D. Searls and J.D. Jackson, 2005. Advanced package technologies for high performance systems. Intel® Technology Journal., 9: 259-272.
http://download.intel.com/technology/itj/2005/volume09issue04/art01_advpackagetechnology09_art01.pdf
5. Song, S.N., H.H. Tan and P.L. Ong, 2005. Die attach film application in multi die stack package. 7th Electronics Packaging Technology Conference, December 7-9, IEEE Xplore, Singapore., pp: 848-852. DOI: 10.1109/EPTC.2005.1614517.
6. Walwadkar, S.S. and J. Cho, 2006. Evaluation of die stress in MEMS packaging: Experimental and theoretical approaches. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies., 29: 735-742. DOI: 10.1109/TCAPT.2006.885931.
7. Tsao, P.H. and A.S. Voloshin, 1994. Manufacturing stresses in die due to die attach process. 44th Electronic Components and Technology Conference, May 1-4, IEEE Xplore, Washington D.C., pp: 255-259. DOI: 10.1109/ECTC.1994.367623.
8. Ahmad, I., N.N. Bachok, N.C. Chiang, M.Z.M. Talib, M.F. Rosle, F.L.A. Latip and Z.A. Aziz, 2007. Evaluation of different die attach film and epoxy pastes for stacked die QFN package. 9th International Conference on Electronics Packaging Technology, December 10-12, IEEE Xplore, USA., pp: 8 6 9 - 8 7 3 . DOI : 10.1109/EPTC.2007.4469691.
9. Chung, C.L. and S.L. Fu, 2003. A study on the characteristic of UV cured die-attach films in stack CSP (Chip scale package). 15th International Conference on Microelectronics, December 9-11, IEEE Xplore, USA., pp: 365-368. DOI: 10.1109/ICM.2003.1287836.
10. Takeda, S. and T. Masuko, 2000. Novel die attach films having high reliability performance for lead-free solder and CSP. 50th Electronic Components and Technology Conference, May 21-24, IEEE Xplore, Las Vegas., pp: 1616-1622. DOI: 10.1109/ECTC.2000.853432.

Effect of Electrica Flame Off (EFO) Current And Firing Time On Free Air Ball (FAB) For Copper Wire Bonding

S. A. Radzi and A. Jalar

ASPAC Laboratory, Institute of Microengineering and Nanoelectronic (IMEN),
Universiti Kebangsaan Malaysia,
43600 UKM Bangi,
Selangor, MALAYSIA
Email: saidatulazura@yahoo.com.my

Abstract

Wire bonding is one of the popular interconnection methods in semiconductor device packaging. *The most important step in wire bonding process is the formation of Free Air Ball (FAB). The FAB form by Electric Flame Off (EFO) with diameter ranging from 1.5 to 2.5 times of the wire diameter. Copper wire ball bonding has been developed as an alternative method to gold wire bonding because of economic advantages, strong resistance to sweeping, superior electrical and mechanical performance. This paper investigates the FAB size and formation for 50.8 μ m (2mil) copper wires due to various EFO parameters which are EFO current and firing time. The FAB size must be in the rage of 3.0 to 5.0. It is believe that the higher EFO current was needed to form spherical ball. The effect of firing time and FAB formation will briefly discuss in this paper.*

Key words : *Electrica flame, copper wire bonding*

1. Introduction

Wire bonding technique is the most widely used in the microelectronic industry as a definition of interconnecting IC chip and substrate. Wire bonding cycle started with electrical breakdown of the air gap between the wire and wand followed by the discharge which heated and melted the tail of wire. Surface tension causes the melted part roll up into a ball and the ball would then be pressed to form the first bond. Gold wire bonding has been introduced about 1950's, rapidly developed and fits well industrial requirements. On the other hand, copper wire ball bonding has gained considerable attention due to cost per unit length less than gold, technical advantages which are better electrical conductivity, slower intermetallic growth results in lower electrical resistant and increased reliability. Copper wires normally being used in some low end ICs packages. Copper wire oxidizes readily at relatively low temperatures. During the formation of FAB, the copper wire must be enclosed in an inert gas environment in

order to prevent oxidization of the FAB. The wire ball bonder uses an electric flame off (EFO) unit connecting with high voltage to create a free air ball (FAB). During operation, the EFO gap was breached by a high current to create a high voltage spark that melt the tail of the metal wire in a glow discharge to form a spherical ball. Copper wire must be sealed in an environment without oxygen and be enclosed in an inert gas environment to prevent the oxidization of the FAB during FAB formation. Figure 1 shows the schematic illustration of the EFO setup of copper wire ball bonding.

During FAB formation, forming gas (95%N₂ and 5%H₂) was used to prevent copper oxidation and to prevent oxygen from dissolving into the copper during melting. The FAB can be shaped by using the EFO parameter setting, mainly from EFO current level and its corresponding firing time. The melting and solidification of the thin wires FAB experimentally and numerically (Cohen et al, 1995) was investigated and the HAZ

length could be decreased by higher current and shorter EFO time (Qin et al, 1997). Some studies indicated that EFO current and time are the most significant factors on the FAB formation but these studies were focus on gold wire ball bonding (Chen et al. 2000). Qnuki et al. (1990) had deduced that copper wire FAB formed in an above 175 °C inert environment is softer than that in a room temperature.

It was able to predict copper wire FAB by using their method. Many authors conceived that the forming gas with 95% N₂ and 5% H₂ was rather suitable than 100% N₂ and other types of forming gas for copper FAB formation. For the stable bonding of copper wire, it is very important to characterize the FAB ball size and surface appearance with various EFO parameters during EFO process. In this study, the copper FAB sizes under different EFO current and EFO firing time were investigated.

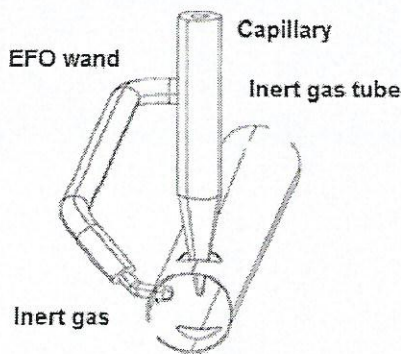


Fig 1 : Schematic illustration of the EFO setup of copper wire ball bonding.

2. Methodology

The modelling of the FAB was employed using the following procedure: First, numerous tests were run on an automatic ball bonder with various diameters of copper wire in which current and time were varied and the resulting ball size measured. A cherry pit bonding was used to ensure that the FAB obtained consisted of only spherical balls. A special bond program was used to obtain

sticks of FAB which using the cherry pit bond features of K&S wire bonder. For every data, 30 FABs were generated. These FAB sizes were then inspected using optical measuring microscope and Scanning Electron Microscope (SEM) for their sphericities. The parameters investigated were as shown in Table 1.

In wire ball bonding, after the wedge bond was formed, the wire clamp closed and held the wire and then tore it from the weakest section of the wedge bond. Then a wire tail with some deformation would be formed at the end of the wire. Besides, higher energy would be applied to shape the copper ball bond and wedge bond due to the higher mechanical properties and stiffness. The deformation of the copper wire tail would be more serious comparing to gold wire. Short tail would cause the EFO open and tilted tail trend to form a tilted FAB during EFO process. The wedge bonding parameters and capillary structure also has some effects on the FAB formation.

Generally, the dimension of the FAB affected by all parameters investigated in Table 1. The main focus of this paper is on modelling the FAB ball, therefore this will be the main stream of discussion. Only parameters of EFO current and firing time were used to generate the characteristics curves for various diameters copper wire FAB.

Table 1 Range of experimental parameters investigated.

Parameters	Range Investigated
Copper wire diameter	50.8µm
Type of cover gas	Forming gas (5%H ₂ +95%N ₂)
Cover gas flow rate	1.4 scfh
EFO gap setting (mm)	0.76
EFO current (mA)	90, 100, 110, 120, 130
EFO firing time (µs)	1200 - 2400

2. Result and Discussions

Figure 2 shows the FAB size under different EFO current and firing time. The EFO current was in the range of 100mA to 130mA and the firing

time was in the range of 1200 μ s to 2400 μ s. In this study, the FAB size with combination of 100-120mA EFO current and 1200 μ s firing time would get symmetrical shapes and perfect surface. It clearly looked as off-center, un-round and some of the FAB become as pointed ball. Figures 3(a) and 3(b) show the enlarged views of the SEM pictures for the symmetrical FAB and pointed FAB indicated in figures 3(c) and 3(d). It was found that the size of the FAB ball as one of the important quality specifications, become large when the EFO current was elevated. In copper wire bonding, more energy was needed to melt the copper tail to form a standard FAB ball which the diameter is 2-2.5 times to the wire diameter. Obviously, the FAB balls formed under more than 1600 μ s firing time and the USG current must be higher than 110mA meet the requirement.

This study was found that the combination of higher EFO current and lower EFO firing time was able to form the spherical FAB shape while the pointed ball formed if lower EFO current and higher firing time were used. It can be seen that there was some level of scaling at the region of the pointed ball but the spherical ball had a relatively smooth surface. The scaling was most likely due to oxidation of the surface layer of the molten copper FAB. To have all FAB in the spherical form, to increase the flow rate of the forming gas can be another solution. This will provide volumetric coverage with sufficient inert gas during copper FAB formation.

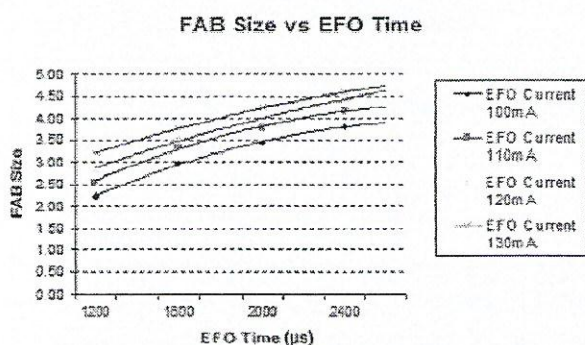


Fig. 2 : Relations of FAB size for EFO current and time for 50.8 μ m (2.0mil) copper wire

As in previous studies by Chen, Jonathan, et al, the EFO current was one of the most significant factors in the ball formation. The formation of a FAB from the EFO box can be regarded as a system having both energies input and output. The input for the FAB is from the EFO box and the controlling parameters on the EFO systems are constant current and firing time. A plasma discharge is then generated from the spark gap and a heat flux is generated as the plasma stuck the tail of the wire. This heat flux then formed the energy input to melt the wire from its tail. Surface tension causes the melted part to roll up into a ball. Eventually, the measurable output is the size of FAB.

From relation of EFO current and time for 2.0mil copper wire FAB, it is reasonable to assume that with the Energy Output represented by the same FAB size. It is necessary to transform various characteristics curve into a common characteristics curve so that the energy output can be read-off as a common energy input which comprises of various characteristics curve. First examine the EFO-FAB as a system that consists of energy output and input to carry out this

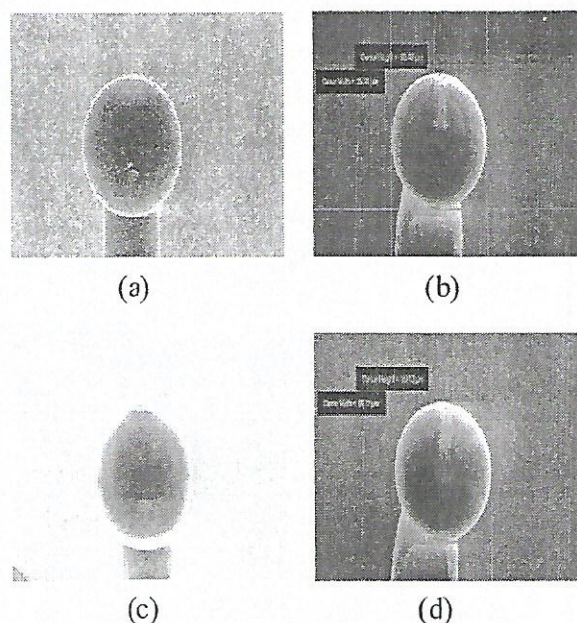


Fig. 3 : Microstructure observations of symmetrical and pointed FAB from top and side view.

transformation process. The input variables were EFO current and EFO firing time while the measurable output is FAB size. Within the system, the ideal energy input is

$$E_{in} = R \times I^2 \times t \quad (1)$$

Where E_{in} is energy input by the system, and R is the resistance of the system at the gap, I is the EFO current and t is the EFO fire time. The resistance of the system at the gap is negligible once the breakdown voltage occurs and can be regarded as a constant. Therefore both energy input and output can then be correlated by a common characteristics curve described by the equation. The fitted equation took the form of the natural logarithm, hence by plotting the x-axis using the natural logarithm scale. The characteristics curve is able to describe the efficiency of the EFO-FAB system.

3. Conclusions

In this paper, the method use is capable to predicting the diameter of the copper wire FAB size. The low preset value of FAB size which is lower than 3.0mil would cause abnormal FAB ball. Hence, FAB ball would be in symmetrical shapes and perfect surface in setting of the combination of 110mA EFO current and 1600 μ s of firing time.

Acknowledgments

The authors would like to thank Ministry of Science, Technology and Innovation for financial support and AIC Semiconductor for providing the facilities.

4. References

1. Chen, J.L., Lin Y. C., 2000, "A New Approach in Free Air Ball Formation Process Parameters Analysis," *IEEE Transfer on Electronic Packaging Manufacturing*, Vol. 23, No.2, pp. 116-122.
2. Cohen, I. M., Huang L.J., Ayyaswamy, P. S., 1995, "Melting and Solidification of Thin Wires: A Class of Phase-change Problems with a Mobile Interface. Experimental Conformation," *International Journal of Heat Mass Transfer*, Vol. 38, No.9, pp. 1647-1659.
3. Hang, C., Wang, C., Shi, M., Wu, X. & Wang, H. 2005, Study Of Copper Free Air Ball In Thermosonic Copper Ball Bonding. *IEEE 6th International Conference on Electronic Packaging Technology*. Pg: 414-418
4. Onuki, J. Koizumi, M., Suzuki, H., 1990, Influence of Ball-forming conditions on the Hardness of Copper Balls, *Journal of Applied Physics*, Vol. 68, No.11, pp. 5610-5614.
5. Qin, W., Cohen, I. M., Ayyaswamy, P. S., 1997, Ball Size and HAZ as Function of EFO Parameters for Gold Bonding Wire, *EEP-Vol 19-1, Advances in Electronic Packaging*, Vol 1, ASME, pp. 391-398.
6. Tan, J., Toh, B. H. & Ho, H. M., 2004. Modelling of Free Air Ball for Copper Wire Bonding. *Electronics packaging technology conference, EPTC Proceeding of 6th*. Pg 711-717.

Improved Fabrication Technique of Stack Sandwich Micro-Transformers

Jumril Yunas, Azrul Azlan Hamzah and
Burhanuddin Yeop Majlis SMIEEE

Institute of Microengineering and Nanoelectronics
Universiti Kebangsaan Malaysia
43600 Bangi, Selangor, MALAYSIA
Email: Jumrilyunas@ukm.my, burhan@vlsi.eng.ukm.my

Abstract

A new micro-transformer having stack sandwich coil structures are developed using micromachining process technique. The transformer is designed to achieve high coupling and high inductance value at relatively small coil area. In this work, the stack sandwich micro-transformer is fabricated by bonding the connections pad of the coils on each substrates using conductive epoxy material. This technique replaces the use of conventional via connections which was commonly implemented to connect inner side of the coil to the outside circuit. The results show that the micromachined process technique is one alternative way in fabricating a simple and cost effective stack transformer. A symmetrical value of coil-inductances is observed while magnetic coupling factor as high as 0.75 is measured.

Key words : *micro-transformer, micromachining*

1. Introduction

Micro-transformer finds an increasing role in several radio frequency (RF) integrated circuit (IC) applications, such as for DC-signal isolation, signal amplifying, and impedance matching [1] as well as in power electronic circuit, such as DC-DC converter [2]. Most current micro-transformers are fabricated in a planar single layer format. The structure exhibited low inductance and high flux leakage due to the spreading out of the flux path outside of the coil. Meanwhile, losses due to parasitic capacitance of the inter-metallic layer and parasitic conductive substrate became dominant in high operating frequency, thus limiting the transformer performance [3].

Various types of planar spiral transformers have been reported that include integrated planar coils, planar coreless coil and stack structured planar spiral coils [4,5,6]. Most of them were fabricated using CMOS compatible thick and thin film technology. On the other hand, micromachining techniques have been found as alternative method to fabricate micro-

transformers providing several approaches for reduced parasitic effects due to the conductive substrate and capacitance of isolation layer. They include the use of metal ground shield over the substrate, suspended coil spiral over silicon trench or the use of thick oxide between substrate and the coils [7,8]. Although significant improvements have been achieved in those works, the complexity of the fabrication steps and high material cost become the major handicap for the demand of low cost microelectronics devices.

In this paper we report an improved technique in fabricating stacked micro-transformer that is fabricated using a simple and cost effective bonding technique. The sandwich structure is proposed to reduce foot print area requirement, to reduce the parasitic effects as well as to increase magnetic coupling between the coils, so that we can overcome the major drawback of the previous approach.

2. Micro-Transformer Design

The transformer has planar coil structures

comprising of two separated coil conductors (primary and secondary coils). The coils made of $3\text{ }\mu\text{m}$ Al are wound side by side on a planar surface forming an interwinding structure. The primary and secondary coils have square spiral geometry with same winding ratio. Square spiral types are used because of their simple geometry, easy in analysis of the coil segment as well as high inductances. The coil structures are constructed on two different substrates (glass and silicon substrate) which are connected through connection pads on an island at the center of the coils. The gap between bottom coil and top coil is $10\text{ }\mu\text{m}$, which should reduce the capacitance effect of the coils.

As shown in the Figure 1, the geometry of the coils includes coil winding number $n_s = n_p = 5$ on each substrate, trace width $w = 50\text{ }\mu\text{m}$ and trace spacing $s = 50\text{ }\mu\text{m}$. The inner side of each coil (primary and secondary) on silicon substrate initially is connected with another inner side of the coils on glass substrate on contact pad island at the center of the coils. The contact island has dimension of $500 \times 500\text{ }\mu\text{m}^2$ which is formed after selectively etching silicon substrate. In addition to this structure, a trench having size of $3 \times 3\text{ mm}^2$ is formed on silicon substrate to increase the distance between the stacked coils.

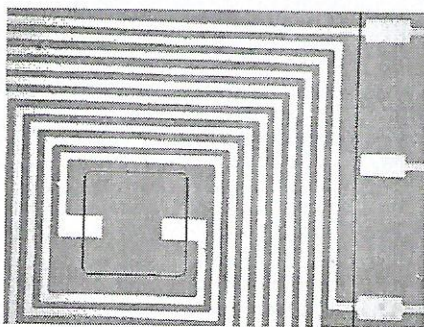


Fig. 1 : Micro-Photography of Coil Geometry

Compared to the previously reported transformer structure [9], stack sandwich coil structure exhibits some advantages, such as higher inductance, because of more winding number, and

higher coupling due to magnetic coupling in both lateral and vertical directions.

The construction of the via in our previously reported structure was replaced with the metal bonding configuration which has the function to optimally connect the bottom coil structures on the first substrate with the top one on another substrate (see figure 2). The connection is formed after bonding the metal pad at the center of the coil with conductive epoxy bonding.

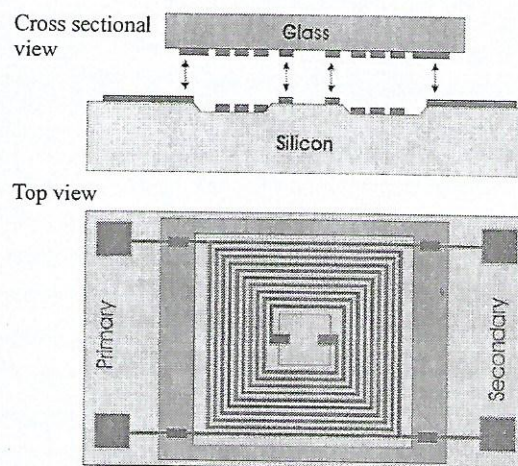


Fig. 2 : Schematic of Sandwich Coil Structure

3. Fabrication

Table1. shows the process steps in fabricating the sandwich micro-transformer. The technique is simpler compared to the fabrication process of the conventional planar transformer using standard CMOS IC process technique which requires complex process [10]. The developed micro-transformer is fabricated using only three

Table1. Process Sequences in Fabricating sandwich Coil Structure

Step	Process description for coils on glass	Process description for coils on silicon
1	Cleaning the glass wafer	Cleaning the oxidized Si wafer
2	Al deposition for lower metal layer	Resist coating and first lithography for trench pattern

3	Resist coating and first lithography for bottom metal pattern	Etching oxide layer
4	Metal etching	Etching the trench
5		Al deposition for lower metal layer
6	Resist coating and second lithography for bottom metal pattern	
7	Metal etching	
8	Wafer bonding	

photolithography masking process with an additional bonding step.

The process begins with cleaning the oxidized silicon wafer followed with photolithography of resist AZ1500 for patterning the silicon trench. Oxide window is then opened after deeping the substrate into BOE solution 1:6 for 1 minute.

Next step is forming a $3 \times 3 \text{ mm}^2$ silicon trench using anisotropic wet etching by 35% KOH (step 1 until 4). The silicon trench is 10 m deep which is produced after 10 minute etching. For this process, a 500 nm SiO_2 is used as the mask of KOH etching. In the center of the trench, there is an island with an area of $500 \times 500 \text{ m}^2$ which is designed to enable the connection between inner pads of the coils at bottom substrate with other pads at top substrate.

After substrate etching, a 3 m thick aluminum layer is deposited using vacuum evaporation (step 5). Thick Al layer is required not only for low coil resistance but also to ensure the step coverage of the metal at the side wall of the trench.

Next, resist layer is spin coated on deposited metal layer and patterned by photolithography process (step 6). At the first attempt, a standard resist AZ1500 is used and spun by 2000 RPM to achieve a 1.5 m resist thickness. The process is closed by etching the metal layer using mixed solution $\text{H}_3\text{PO}_4/\text{HNO}_3/\text{H}_2\text{O}$ (80ml:5ml:20ml) for 5 minutes to produce conductive coil traces.

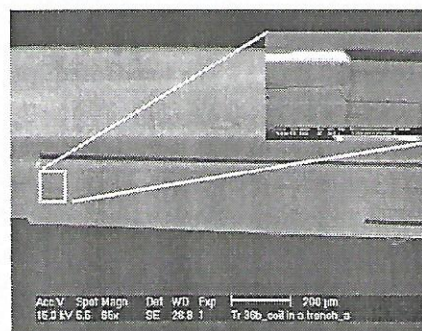


Figure 3 : Coils structure in silicon trench and line disconnection at the trench edge

As shown in Figure 3, the coil structure inside silicon trench is produced properly. However, it is found that the connection between the coils and the output line at the trench edge is broken. It is supposedly happened because an 1.5 m thin resist was not be able to cover the metal at the trench edge, hence the whole metal layer residing on the side wall was attacked by the etch solution during metal etching.

For this reason, a resist AZ1500 is replaced with thick resist AZP4620. A 7.5 m thick resist is resulted after spin coating at 3000 RPM. The coated sample is then exposed for 45 seconds and developed in AZ 400K (ratio AZ400K: H_2O = 1:2) for 20 seconds.

Pattern profile of thick resist AZ4620 is shown in Figure 4. The thick metal patterns are produced properly and the step coverage is established which is very important to protect the metal layer from etch attack at the trench edge. Finally the patterned sample is then etched in the metal etch solution of $\text{H}_3\text{PO}_4/\text{HNO}_3/\text{H}_2\text{O}$.

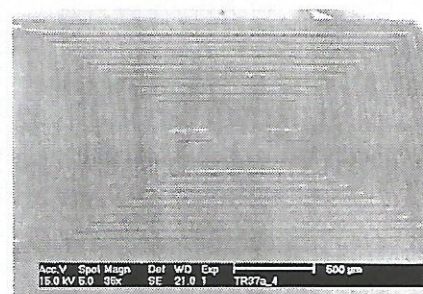


Figure 4 : Pattern of AZ P4620 Resist in Silicon Srench

Next, another planar conductor coils is fabricated on glass substrate. The process is similar to the process on silicon substrate (step 5-6), however without substrate etching process. The process includes the deposition of 3 μm thick Al metal on cleaned glass surface then followed by photolithography for patterning of metal coils. The metal coil structures are then produced after metal etching using 80ml H_3PO_4 /5 ml HNO_3 /20 ml H_2O .

The final step in fabrication of sandwich transformer is bonding process. The fabricated transformer coils, as shown in Figure 5, are bonded together by using conductive epoxy material.

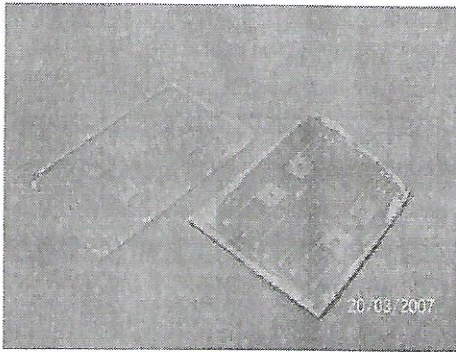


Figure 5 : Photograph of Fabricated Coil Structures on Glass and Silicon Substrate.

Figure 6 shows the fabricated micro-transformer after successfully bonding. The pattern can be aligned precisely by using mask aligner. No via connection is needed, providing simple process technique and low fabrication cost.

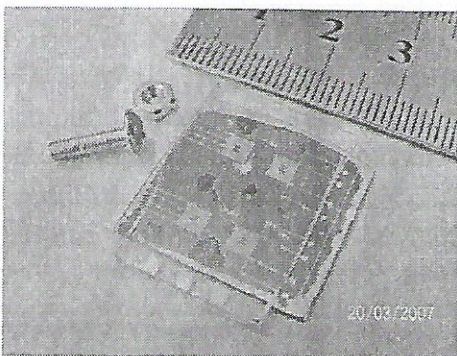


Figure 6 : Photograph of Sandwich Micro-Transformers after Adhesive Bonding

The most important thing is that the process is still compatible with CMOS technology enabling monolithically integration of the device with the CMOS active circuitry.

4. Measurement

One figure of merit for the transformer performances is the coupling (k-factor). Coupling k is related to the mutual inductance M, self-inductance of the primary L_1 and of secondary coil L_2 , where

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (1)$$

Coil inductance L and M are analyzed by converting the data from S-Parameter to Z-parameter. S-parameter data of the fabricated transformers is measured using Agilent HP8722 frequency analyzer on GSG cascade probe. Therefore, the impedance Z-matrix of the transformer can be expressed as follows.

$$Z_{11} = R_1 + j\omega L_1 \quad (2)$$

$$Z_{22} = R_2 + j\omega L_2 \quad (3)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_M + j\omega M \quad (4)$$

where, $R_1 = \text{Re}[Z_{11}]$, $R_2 = \text{Im}[Z_{22}]$ and $R_M = \text{Re}[Z_{21}]$ represent primary, secondary and mutual resistances, respectively, since

$$L_1 = \frac{\text{Im}[Z_{11}]}{2\pi f}, \quad L_2 = \frac{\text{Im}[Z_{22}]}{2\pi f}$$

$$\text{and } M = \frac{\text{Im}[Z_{12}]}{2\pi f} \quad \text{represent the primary,}$$

secondary and mutual inductances, respectively.

The resonance frequency of the transformer is determined by observing the inductance curve when L tends to zero ($L \rightarrow 0$), in other word when the Z_{11} or Z_{22} are purely resistive.,

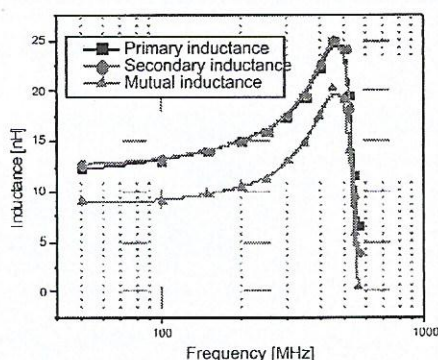


Figure 7 : Measured Self and Mutual Inductance of Planar Coils

As shown in Figure 7, the primary and secondary coil of transformer have same winding geometry and current polarization, hence the extracted self-inductances (primary L_1 and secondary L_2) show similar values, which are constant up to 100 MHz. The coil inductance increases with the frequency until it reaches near the resonance frequency. The curve then decreases rapidly, where the inductance reaches zero.

The gap between self inductance and mutual inductance is defined as leakage inductance, where $L_{leak} = L_1 - M$. It becomes small at high frequency, and this improves the coupling factor k . therefore, it is possible to expect a large coupling factor k at the higher frequency below its resonance. As shown in the Figure 8, the coupling factor of about 0.75 is observed. The coupling increases slightly near the resonance point due to the increase of the inductance and reduced gap between inductance and mutual inductance reduces.

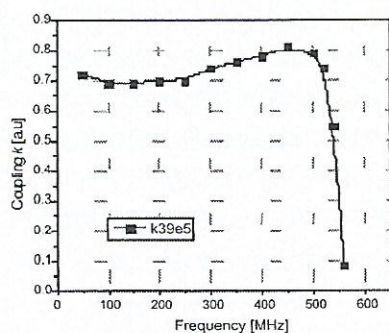


Figure 8 : Extracted Coupling Factor from Measured S-Parameter

5. Conclusion

An improved technique in fabricating stack micro-transformer was reported. The transformer consisting of stack coil structure was fabricated by using substrate bonding technique. The simplicity and reproducibility of the technique was discussed in detail and the characteristics of the transformers were observed by using a network analyzer on coplanar ground-signal-ground (GSG) probes. Measurement result showed that the transformer can achieve coupling as high as 0.75. This investigation can give important information for the future development of 3-dimensional micro-transformers for various microelectronic applications.

Acknowledgment

The authors would like to thank the Malaysian Ministry of Science, Technology, and Innovation for sponsoring this work under IRPA project "MEMS Device and Sensing Microstructure".

6. References

1. J.R Long, "Monolithic Transformers for Silicon RF IC Design", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 35(9): 1368-1382, 2000.
2. S. Prabakaran, C.R. Sullivan, T. O'donnell, M. Brunnet, & S. Roy, " Microfabricated Coupled Inductors for DC-DC Converters for Microprocessor Power Delivery, *IEEE 35th Annual Power Electronic Specialist Conference*, 4467-4472, 2004
3. K. Chong and Y.H.Xie, "High Performance On-Chip Transformer", *IEEE Electron Device Letter*, Vol. 26, No. 8, 2005.
4. K.I. Arshak, "Development of high frequency coreless transformer using thick film polymer technology," *Microelectronics Journal*, Vol. 30, 1999.
5. A. Zolfaghari, B. Razavi, "Stacked inductors and transformers in CMOS technology," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 36, No.4, 2001.

6. J.Y. Park and J.U. Bu, "Packaging Compatible Microtransformers on a Silicon Substrate", *IEEE Transaction on advance packaging*, Vol 26, No.2, pp. 160-164, 2003.
7. R.P. Ribas, J. Lescot and F. Ndagijimana, "Micromachined Microwave Planar Spiral Inductors and Transformers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol 48, No.8, 2000.
8. C.P. Yue, and S.S. Wong, On-chip Spiral Inductors with Pattern Ground Shields for Si-based RFIC's. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.13, 1998.
9. J. Yunas and B.Y. Majlis, " High Frequency analysis on surface micromachined on-chip transformers with stack interwinding coil structures", *J. Micromech. Microeng.* 18, 2008.
10. Yue, C.P. & Wong, S.S, "Physical Modeling of Spiral Inductor on Silicon", *IEEE Transaction on Electronic Devices*. Vol. 47, No 3, 2000.

In_{0.53}Ga_{0.47}As interdigitated lateral PIN photodiode: Effect of illumination positioning

P. S. Menon, Member, IEEE and S. Shaari, Member, IEEE

Photonics Technology Laboratory (PTL)
Institute of Micro Engineering and Nanoelectronics (IMEN),
Universiti Kebangsaan Malaysia
43600 UKM, Bangi, Selangor, MALAYSIA
E-mail: susi@vlsi.eng.ukm.my

Abstract

In this paper, we attempt to compare the impact of optical beam illumination positioning on the common device characteristics of an interdigitated lateral p-i-n photodiode (ILPP) based on In_{0.53}Ga_{0.47}As absorbing layer. It is an attractive alternative device to be used in optical communication networks operating at 10 Gbps or lower. Its simple fabrication methodology utilizing diffusion/ion implantation to form the p⁺ and n⁺ regions is a cost-reducing technique versus those used in developing conventional p-i-n photodiodes. A three-dimensional model of this device was developed and the device achieved dark currents of 0.21 nA, responsivity of 0.56 A/W, external quantum efficiency of 44 %, -3dB frequency of 8.93 GHz and signal-to-noise ratio, SNR of 36 dB at an operating voltage of 5 V, $\lambda=1.55 \mu\text{m}$ and $P=10 \text{ Wcm}^{-2}$. Another significant advantage of the ILPP device is that it can be illuminated from three different angles; ie from the surface, from the edge and also from the bottom.

Keywords : photodiode, illumination positioning, absorbing layer

1. Introduction

A PIN photodiode (PD) is the most commonly employed light detector in today's fiber optic communications systems because of its ease of fabrication, high reliability, low noise, low voltage and relatively high bandwidth [1]-[2]. In particular, the interdigitated lateral PIN photodiode (ILPP) utilizing In_{0.53}Ga_{0.47}As (InGaAs) as the absorbing layer comes about as a cheap and easy solution for low-bandwidth access networks operating in the 1.55 μm region as they can be fabricated using complementary-metal-oxide semiconductor (CMOS) techniques such as diffusion and/or ion implantation [3]-[4].

In the past, the ILPP structure has been developed on many different substrates utilizing different materials as the absorbing layer depending on the respective wavelengths. These include silicon [5], silicon-on-SOI (silicon-on-insulator) [6], Ge-on-SOI [7], GaAs [8] and InGaAs [9]-[12]. The structures developed on

InGaAs/InP substrates have exhibited a -3dB frequency of 2 GHz ($\lambda=1.54 \mu\text{m}$), 7.5 GHz ($\lambda=1.3 \mu\text{m}$), 560 MHz ($\lambda=1.3 \mu\text{m}$) and 100 MHz ($\lambda=1.55 \mu\text{m}$) respectively. The devices achieved quantum efficiencies/responsivities of 45%, 95% (0.53 A/W), 0.56 A/W and 0.2 A/W respectively.

In this paper, we attempt to demonstrate and analyze the effects of illumination positioning on the characteristics of a three-dimensional InGaAs ILPP model using an industrial-based numerical software [13].

2. Theory and Modeling

Commonly, photodiodes can be illuminated from the top (top-illuminated), from the bottom (back-illuminated) or from the sides (edge-illuminated) as displayed in Fig 1. In the top-illuminated PD, light enters the active region through the top contact. To reduce the backreflection of the incident light, the active surface is covered by an antireflective coating.

In the back-illuminated vertical PIN PD (VPD), light enters the active region through a heavily doped n+ layer which is transparent to the incident light due to its energy band gap is larger than the incident photon energy. For ILPP and metal-semiconductor-metal (MSM) PD devices, back-illumination is able to increase the device responsivity by eliminating the finger shadowing effect.

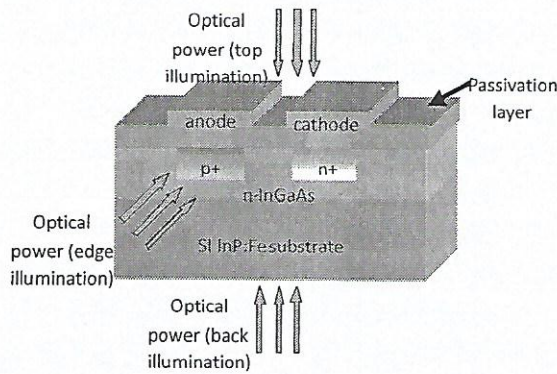


Fig. 1 : Schematic diagram of InGaAs ILPP showing the different illumination positions.

Finally, in an edge-illuminated PD, the incident light doesn't impinge to the junction perpendicularly; the junction is illuminated in parallel. This type of illumination is commonly used in uni-travelling carrier photodiodes (UTC-PDs) where the absorption layer is thin and edge-illumination is required for improving the responsivity [14]. Edge illumination of the PD is also advantageous for the fabrication of monolithic integration of PDs with well-known preamplifier transistor circuits [15].

Details of the InGaAs ILPP model structure, parameters and key results have been explained elsewhere [16]. The key characteristics of the InGaAs ILPP which are investigated are the photocurrent, responsivity, -3dB frequency and the signal-to-noise ratio (SNR).

The PD dark current, I_D is given by:

$$I_D = I_{SAT} \left(e^{\frac{qV_A}{k_B T}} - 1 \right) \quad (1)$$

where I_{SAT} is the reverse saturation current, q is the electron charge, V_A is the applied bias voltage, k_B is the Boltzmann constant and T is the absolute temperature in Kelvin. Illuminating the photodiode with optical radiation, shifts the I-V curve by the amount of photocurrent (I_p). Thus, the total current I_T is given by $I_T = I_D + I_p$.

The ILPP responsivity, R is calculated using:

$$R = \frac{I_T}{I_S} \left(\frac{\lambda}{1.24} \right) \quad (2)$$

where I_S is the source photocurrent and λ is the optical wavelength.

The simulator calculates the real (I_R) and imaginary (I_I) component current values for every equivalent AC frequency value. Hence, the -3dB frequency (f_{-3dB}) is calculated using the following equation:

$$f_{-3dB} = 20 * \log \left(\frac{I_R}{I_{R_0}} \right) \quad (3)$$

where I_{R_0} is the real component current at low AC frequencies which is normally a constant value. Finally, the ILPP SNR is calculated using the equation as given in [17]:

3. Simulation result

Fig. 2 shows the total current versus voltage curve for the device upon illumination of a beam with optical spot power of 10 W/cm² with wavelength, λ at 1.55 μ m encapsulating the whole device from each one of the angles. Reverse bias voltage is at -5 V. Back illumination gives the highest total current due to the absence of electrode shadowing which is present in the top illumination. Edge illumination has a lower total current than the other two illumination angles because the total illuminated area from the edge of the device is much smaller hence causing lower generation of electron-hole pairs (EHP) that can contribute to the total current.

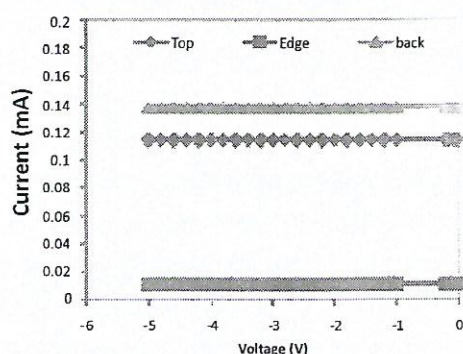


Fig. 2 : Total Current Versus Voltage the Device with Different Illumination Positions.

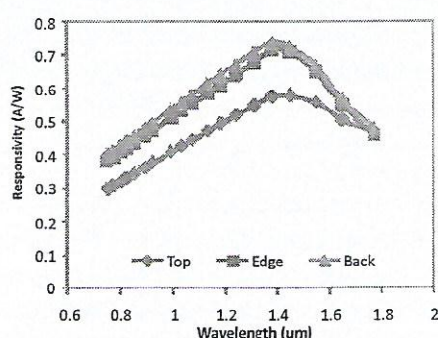


Fig 3 : Comparison in Responsivity between the Different Illumination Positions

Fig. 3 displays the differences in the device responsivity. As expected due to the absence of electrode shadowing factor, back illumination gives the highest responsivity at $1.55 \mu\text{m}$ (0.67 A/W) followed closely by edge illumination (0.66 A/W) and finally top illumination (0.55 A/W).

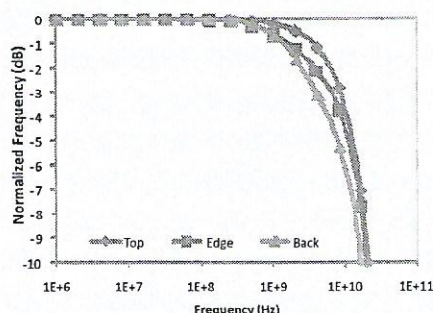


Fig. 4: Comparison in -3dB Frequency between the different illumination positions

Fig. 4 compares the -3dB frequency of the ILPP device when the illumination position is modified. Back illumination has the lowest -3dB

frequency (4.26 GHz), followed by edge illumination (8.93 GHz) and finally top illumination (9.74 GHz). The -3dB frequency is closely related to the transit time of the generated EHPs therefore regions with the strongest electric fields will have faster transit times and the highest frequencies. Edge and back illumination generate EHPs that are further away from the electrodes hence the electric field is weaker and contributes to the lower frequency.

The measured SNR values for the top, edge and back illuminated ILPP devices are 15.1 dB, 36 dB and 40 dB respectively. The top illuminated device has a lower SNR value versus the other two positions due to the lower photocurrent generated within the device again due to the electrode shadowing factor.

4. Conclusion

We have demonstrated and analyzed the effect of illumination positioning on the main characteristics of a three-dimensional model of the InGaAs ILPP device. Although top illumination of the device gives lower responsivity than the edge or back illumination positions, this angle gives the best -3dB frequency. As a summary, the illumination positioning has its pros and cons effect on the characteristics of ILPP devices.

Acknowledgment

The authors would like to acknowledge the support of the Malaysian Ministry of Science, Technology and Innovation for funding this work under IRPA grant 03-02-02-0069-EA231.

5. References

1. D. J. Jackson and D. L. Persechini, "Monolithically integrable lateral PIN detectors," *Tech. Dig. Topical Meeting Opt. Fiber Comm.*, New Orleans, 1986, pp. 100.
2. S. N. Subbarao, D. W. Bechtel, R. J. Menna, J.C. Connolly, R. L. Camisa, and S. Yegnanarayan, "2-4 GHz monolithic lateral p-

- i-n photodetector and MESFET amplifier on GaAs-on-Si," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, pp. 1199-1203, Sept. 1990.
3. A. A. Ehsan, S. Shaari, and B. Y. Majlis, "Silicon lateral p-i-n PD for OEIC," *Proc. 2001 IEEE Nat. Symp. Microelec.*, 2001, pp. 316-318.
 4. P. S. Menon, K. Kandiah and S. Shaari, "Numerical modeling of a diffusion-based $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ lateral PIN photodiode for 10 Gbit/s optical communication systems," *Proc. 2006 IEEE Int. Conf. Semicon. Electron.*, (Kuala Lumpur) pp 276-280.
 5. C. L. Schow, R. Li, J. D. Schaub, and J. C. Campbell, "Design and implementation of high-speed planar Si photodiodes fabricated on SOI substrates," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 35, pp. 1478-1482, Oct. 1999.
 6. R. Li, J. D. Schaub, S. M. Csutak, and J. C. Campbell, "A high-speed monolithic silicon photoreceiver fabricated on SOI," *IEEE Photon. Technol. Lett.* vol. 12, pp. 1046-1048, Aug. 2000.
 7. S. J. Koester, J. D. Schaub, G. Dehlinger, and J. O. Chu, "Germanium-on-SOI infrared detectors for integrated photonic applications," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 12, pp. 1489-1502, Nov./Dec. 2006.
 8. W. Giziewicz, S. Prasad, and C. J. Fonstad Jr., "Lateral p-i-n photodetectors fabricated in a standard commercial GaAs VLSI process," *Proc. IEEE on Sensors*; 2004, vol. 1, pp. 284-287.
 9. N. Yasouka, T. Sanada, H. Hamaguchi, M. Makiuchi, T. Mikawa, A. Kuramata, O. Wada, and R. J. Deri, "High-speed monolithic coherent optical receiver integrated on InP substrate," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 27, pp. 2020-2022, Oct. 1991.
 10. S. Tiwari, J. Burroughes, M. S. Milshtein, M.A. Tischler, and S. L. Wright, "Lateral $\text{Ga}_{0.47}\text{In}_{0.53}\text{As}$ and GaAs p-i-n photodetectors by self-aligned diffusion," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, pp. 396-398, Apr. 1992.
 11. W. S. Lee, S. A. Kitching, and S. W. Bland, "Monolithic integration of fully ion-implanted lateral GaInAs pin detector/InP JFET amplifier for 1.3-1.55 μm optical receivers," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 25, pp. 522-523, Apr. 1989.
 12. T. W. Jeong, K. Iiyama, and S. Takamiya, "Two terminal InP/InGaAs heterojunction phototransistor with lateral photodiode as sensing section," *Proc. Int. Conf. InP Rel. Mater.*; 2005, pp. 250-253.
 13. ATLAS User's Manual. 10th ed., SILVACO Int.; Sunnyvale, CA, 2004.
 14. K. Kato, "Ultrawide-band/high frequency photodetectors," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 1265-1281, 1999.
 15. M. Bitter, R. Bauknecht, W. Hunziker, and H. Melchior, "Monolithic InGaAs-InP p-i-n/HBT 40-Gb/s optical receiver module," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 74-76, 2000.
 16. Menon, P. S., Kandiah, K. & Shaari, S. 2008. Concentration and temperature-dependent low-field mobility model for $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ interdigitated lateral PIN PD. *IEICE Electronics Express* 5(9): 303-309.
 17. P. S. Menon, K. Kandiah and S. Shaari, "SNR prediction model of an $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ interdigitated lateral PIN photodiode," *Proc. 2008 IEEE Int. Conf. Semicon. Electron.*, (Johor Bahru), to be published.

Pengembangan Modul Radio Multikanal untuk Sistem Komunikasi Rural

Yaya Sulaeman, Asep Yudi H., Dayat Kurniawan dan Purwoko Adhi

Puslit Elektronika dan Telekomunikasi (PPET) LIPI
Kampus LIPI Gedung 20 Jl. Sangkuriang Bandung 40135
yaya_asep_dayat_purwoko@ppet.lipi.go.id

Abstract

This paper describe about the development of multichannel radio transceiver module for rural communication system. The developed module are part of a wireless communication system for telephone and data communication in rural area. The communication system consists of several components They are a central unit, a base unit, and several subscriber units. The central unit is connected to a telephone line of an existing public communication network and the subscriber units are placed on the subscribers or users sides. While the base unit has a function as a wireless exchange which allows a subscriber to communicate with another subscriber in the system or with someone connected to the public telephone network. The advantages of this system are efficient use of telephone line and radio frequency, requirement of lower antenna tower to assure line of sight, and suitable for area with high distance between subscribers.

The transceiver module supports multiaccess CDMA for downlink, from the base unit to the central unit or a subscriber unit, and FDMA for uplink, from the central unit or a subscriber unit to the base unit. At downlink a wideband FM with an IF at 10.7MHz and maximum bandwidth of 200kHz is used. While at the uplink several narrowband FM with 2 IF at 10.7MHz and 455kHz and a bandwidth of 10kHz each are used. Downlink and uplink frequencies are set with PLLs.

Keyword: radio transceiver module, rural communications /rural, telephone communications, multichannel

Abstrak

Tulisan ini membahas pengembangan modul pemancar dan penerima multi kanal untuk sistem komunikasi rural. Modul yang dikembangkan merupakan bagian dari sebuah sistem komunikasi tanpa kabel untuk komunikasi telepon dan data di daerah pedesaan atau daerah terpencil. Sistem komunikasi tersebut tersusun oleh beberapa perangkat. Yaitu sebuah unit sentral, sebuah unit base, dan beberapa unit pelanggan. Unit sentral dihubungkan ke jaringan komunikasi yang ada (saluran telepon) dan unit pelanggan ditempatkan pada sisi pelanggan atau pengguna. Sedangkan unit base berfungsi sebagai wireless exchange dan memungkinkan seorang pelanggan berkomunikasi dengan pelanggan lain tanpa menggunakan saluran telepon atau dengan seseorang di luar sistem melalui saluran telepon. Hal yang sama berlaku untuk komunikasi data. Kelebihan sistem ini adalah penggunaan saluran telepon dan frekuensi radio yang efisien, kebutuhan akan menara antena yang tidak terlalu tinggi untuk menjamin line of sight (LOS), dan cocok digunakan di daerah di mana jarak antara pelanggan cukup jauh (> 10 km).

Modul pemancar dan penerima mendukung multi akses TDMA pada downlink, dari unit base ke unit sentral atau unit pelanggan, dan FDMA pada uplink, dari unit sentral atau unit pelanggan ke unit base. Pada downlink digunakan sebuah wideband FM dengan sebuah IF pada 10.7MHz dan bandwidth maksimal 200kHz. Sedangkan pada uplink digunakan beberapa narrowband FM dengan dua IF pada 10.7MHz dan 455kHz dan bandwidth masing-masing 10kHz. Frekuensi downlink dan uplink diatur menggunakan PLL.

Kata Kunci: modul pemancar dan penerima radio, komunikasi pedesaan/rural, komunikasi telepon, multi kanal

1. Pendahuluan

Mayoritas masyarakat Indonesia adalah petani yang tinggal di daerah pedesaan atau daerah terpencil, yang juga memerlukan sarana dan prasarana untuk menunjang kegiatan perekonomian mereka. Sarana dan prasarana yang memadai adalah mutlak untuk pembangunan daerah dan peningkatan taraf hidup mereka. Bersama-sama dengan transportasi, telekomunikasi merupakan sarana yang berdampak besar dalam perputaran roda perekonomian mereka. Transportasi diperlukan untuk mengangkut hasil pertaniannya ke kota dan barang yang mereka butuhkan dari kota. Telekomunikasi diperlukan untuk berhubungan dengan calon pembeli produk mereka, sehingga peluang bisnis pun tidak akan berlalu begitu saja. Jelaslah bahwa sarana telekomunikasi sangat dibutuhkan dalam rangka peningkatan kegiatan ekonomi di daerah terpencil.

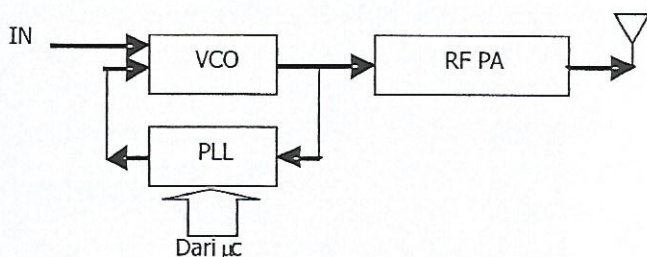
Daerah terpencil di Indonesia umumnya memiliki karakteristik sebagai berikut, jauh dari akses jaringan komunikasi yang ada, memiliki sedikit pengguna potensial dengan lokasi yang berjauhan, frekuensi penggunaan fasilitas komunikasi rendah, dan kemampuan ekonomi rendah. Di daerah dengan karakteristik di atas, teknologi komunikasi kabel dan komunikasi tanpa kabel yang ada, seperti seluler dan komunikasi satelit, kurang cocok untuk diterapkan dilihat dari segi ekonomis, kepraktisan, dan efisiensi. Sistem komunikasi rural yang berfungsi sebagai *Wireless Private Automated Branch Exchange* (PABX), yang menghubungkan pesawat telepon di desa terpencil, baik dengan saluran telepon yang tersedia di daerah terdekat, maupun dengan pesawat telepon di desa terpencil lain, merupakan solusi yang akan menjawab kebutuhan akan sarana komunikasi di daerah yang dimaksud. Untuk mewujudkan hal tersebut diperlukan modul pemancar dan penerima radio multikanal.

Tulisan ini membahas perancangan hardware pemancar dan penerima radio untuk downlink TDMA dan pemancar dan penerima radio untuk uplink FDMA.

2. Bagian Downlink

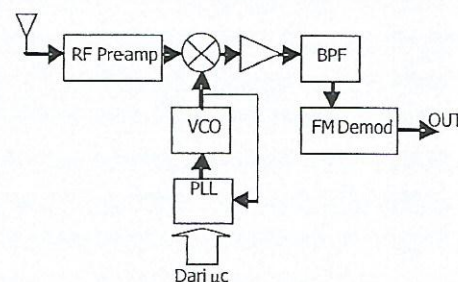
Downlink pada sistem komunikasi yang dikembangkan menggunakan TDMA. Untuk itu hanya diperlukan pemancar dan penerima radio FM *wideband* dengan *bandwidth* maksimum 200kHz. Sedangkan multiplexing kanal pada pemancar dan demultiplexing kanal pada penerima akan dilakukan oleh bagian baseband digital yang akan dikembangkan dalam kegiatan lain.

Diagram blok dari pemancar dapat dilihat pada Gambar 1. Pemancar memiliki sebuah VCO, sebuah PLL, dan sebuah penguat daya RF sebagai komponen utamanya. Menggunakan PLL yang dikendalikan oleh mikrokontroler VCO diatur supaya beresilasi pada frekuensi tengah yang diinginkan. Sinyal input dari baseband digital digunakan untuk memodulasi FM sinyal output dari VCO yang selanjutnya diperkuat dengan penguat daya RF.



Gambar 1 : Blok diagram pemancar

Diagram blok dari penerima dapat dilihat pada Gambar 2. Penerima memiliki sebuah preamplifier RF, sebuah mixer, sebuah VCO, sebuah PLL, dan sebuah demodulator FM sebagai komponen utamanya.



Gambar 2 : Penerima Downlink Wideband

Sinyal yang diterima pada antenna terlebih dahulu difilter dan diperkuat oleh preamplifier RF. Selanjutnya sinyal tersebut dicampur dengan sinyal yang dihasilkan oleh VCO, diperkuat, dan difilter, untuk menghasilkan sinyal IF pada 10.7MHz. VCO diset melalui PLL supaya menghasilkan sinyal dengan frekuensi sedemikian rupa sehingga IF merupakan cerminan dari sinyal RF yang diinginkan. Akhirnya sinyal IF didemodulasi menggunakan FM wideband demodulator. Hasilnya diirim ke bagian baseband digital.

3. Bagian Uplink

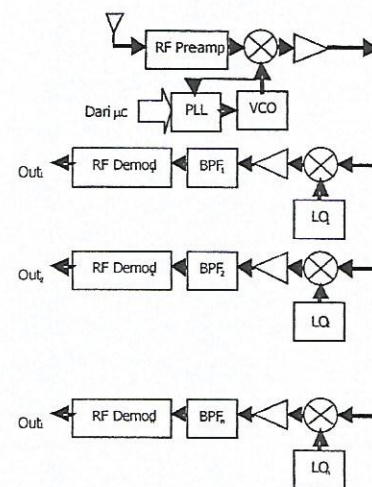
Uplink pada sistem komunikasi yang dikembangkan menggunakan FDMA, di mana beberapa pemancar dengan frekuensi yang berbeda tersebar pada beberapa unit pelanggan atau unit sentral yang aktif. Pemancar radio yang digunakan untuk uplink sama dengan pemancar radio untuk downlink.

Pada bagian penerima disediakan beberapa demodulator FM untuk mendeteksi sinyal-sinyal yang dipancarkan oleh unit pelanggan yang berbeda. Diagram blok dari penerima multikanal ini dapat dilihat pada Gambar 3.

Pertama sinyal yang diterima, dan merupakan gabungan dari sinyal-sinyal dari unit pelanggan yang berbeda, difilter dan diperbesar dengan preamplifier RF. Kemudian sinyal tersebut dicampur dengan sebuah sinyal, yang dihasilkan oleh sebuah VCO yang dikendalikan oleh sebuah PLL, diperkuat dan difilter untuk menghasilkan sebuah sinyal IF₁ pada 10.7MHz. Selanjutnya sinyal IF₁ dibagi ke beberapa rangkaian serupa yang masing-masing terdiri dari sebuah mixer, sebuah osilator, sebuah filter, dan sebuah demodulator FM.

Jumlah rangkaian menunjukkan jumlah kanal yang bisa diterima. Perbedaan dari rangkaian-rangkaian tersebut adalah pada frekuensi yang dihasilkan oleh osilator. Frekuensi ini menentukan bagian mana dari sinyal IF₁ yang akan dikonversikan menjadi sinyal IF₂ dengan

frekuensi 455kHz dan didemodulasi oleh demodulator FM.



Gambar 3 : Blok diagram penerima Uplink Multikanal

Osilator dibuat untuk menghasilkan frekuensi tetap. Konsekuensinya masing-masing rangkaian akan menerima frekuensi yang telah ditetapkan pada band frekuensi yang dipilih. Spacing frekuensi juga ditentukan oleh jarak antar frekuensi yang dihasilkan oleh osilator tersebut.

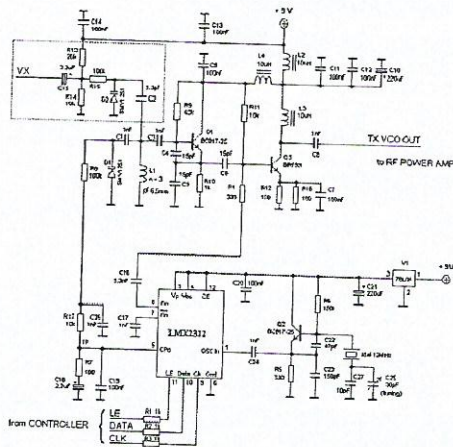
Output dari rangkaian-rangkaian di atas selanjutnya dikirim ke bagian baseband digital untuk di-switch dan dikirim kembali melalui downlink sesuai dengan sambungan yang diminta.

4. Realisasi Rangkaian

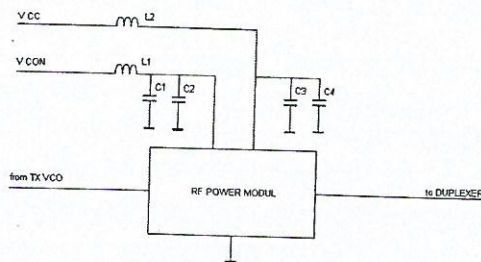
Rangkaian-rangkaian elektronika dibuat untuk mendapatkan fungsi-fungsi sesuai dengan diagram blok yang telah dibahas.

Diagram skematik dari bagian-bagian pemancar dapat dilihat pada Gambar 4 dan 5.

Pemancar dan penerima menggunakan LMX2322 sebagai komponen utama untuk PLL. LMX2322 adalah sebuah komponen PLL yang dirancang untuk frekuensi VHF dan UHF, dan memiliki 32/33 prescaler. Komponen ini memiliki karakteristik fasa yang linier dan mengontrol sinyal low noise. Komponen ini dikendalikan secara digital melalui Data, Clock dan LE.



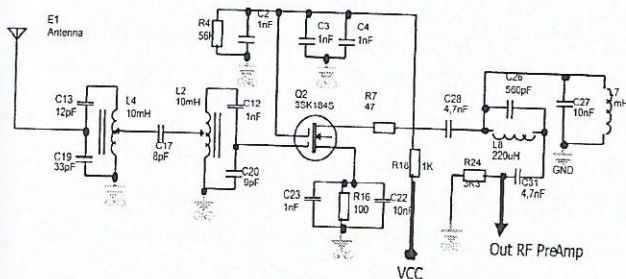
Gambar 4 : Rangkaian PLL, VCO dan Modulator FM



Gambar 5 : Rangkaian RF PA

Sinyal diperkuat oleh modul RF power amplifier, untuk selanjutnya di proses oleh rangkaian Duplexer yang memisahkan sinyal keluar atau masuk untuk ke bagian penerima FM.

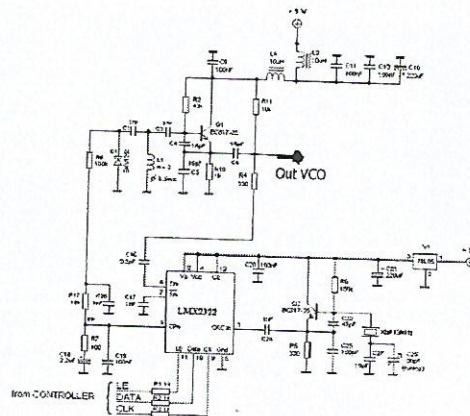
Diagram skematik dari bagian-bagian penerima FM wideband untuk downlink dapat dilihat pada Gambar 6, 7, dan 8.



Gambar 6 : Rangkaian RF pre-amp.

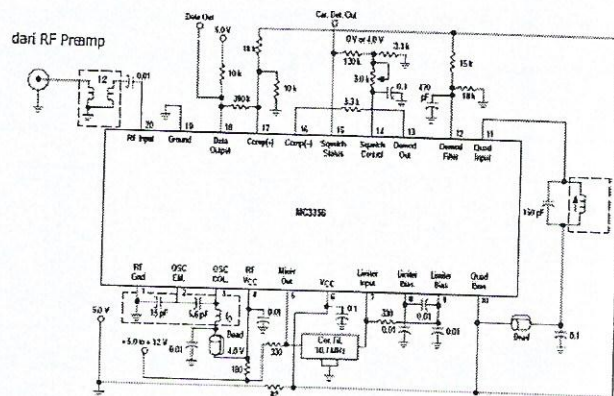
Rangkaian RF pre-amp menggunakan komponen Mosfet kanal N tipe 3SK184S, karena komponen ini memiliki kelebihan untuk *low noise*

pada proses penerimaan sinyal. Keluaran dari rangkaian tersebut akan melalui rangkaian penyesuaian impedansi yang terdiri dari komponen induktor dan kapasitor. Sehingga memiliki impedansi sebesar 50 ohm.



Gambar 7 : Rangkaian VCO, dan PLL

Keluaran sinyal RF pre-amp, akan di proses selanjutnya pada rangkaian Mixer. Rangkaian Mixer mencampur sinyal dari RF pre-amp, dan sinyal yang berasal dari VCO.

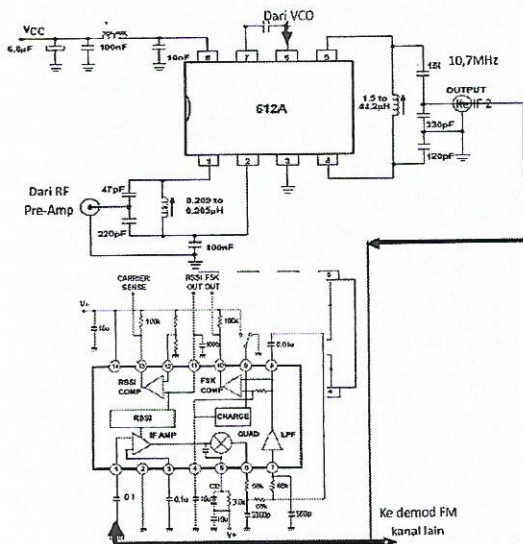


Gambar 8 : Demodulator FM. Demodulator

FM wideband menggunakan komponen IC MC3356 yang dalamnya terdiri dari rangkaian mixer, IF amplifier, quadrature detector, audio buffer, squelch, dan data shaper comparator.

Diagram skematik dari bagian-bagian penerima FM multikanal dapat dilihat pada gambar 6, 7 dan 9.

Penerima multikanal menggunakan IC NJM2590. komponen NJM2590 terdiri dari IF amplifier, quadratur detector, LPF amplifier, FSK comparator, RSSI dan RSSI comparator. Jumlah komponen disesuaikan dengan jumlah kanal pada sistem radio multikanal yang dibutuhkan.



Gambar 9 : Rangkaian penerima FM multikanal

4. Kesimpulan

Telah dilakukan perancangan modul-modul pemancar dan penerima radio multikanal. Modul-modul tersebut meliputi pemancar dan penerima wideband FM untuk TDMA downlink dan pemancar dan penerima narrowband FM multikanal FDMA untuk uplink.

Baik pemancar maupun penerima menggunakan LMX2322 sebagai komponen utama untuk PLL. Penerima FM wideband menggunakan MC3356 sebagai komponen utamanya. Sedangkan penerima FM multikanal menggunakan SA612 dan NJM2590. Jumlah komponen NJM2590 disesuaikan dengan jumlah kanal yang dibutuhkan.

Ucapan Terima Kasih

Kegiatan penelitian ini dilaksanakan dalam rangka Program **Tematik DIPA** Tahun Anggaran 2009 di Satuan PPET-LIPI, Penulis mengucapkan terima kasih khususnya kepada PPET-LIPI yang telah memberikan dukungan dana dan fasilitas penelitian dan kepada rekan-rekan peneliti dan pembantu peneliti atas kerjasamanya.

5. Daftar Pustaka

1. T. S. Rappaport. "Wireless Communications Principles and Practice". Prentice Hall, Upper Saddle River, 2nd edition, 2002.
2. J.G. Proakis. "Digital Communications". McGraw-Hill, New York, 4th edition, 2000
3. Spreagins, John D., Telecommunications Protocols and Design, Addison Wesley, 1992
4. Hills, M.T., Telecommunications Switching Principles, George Allen And Unwin, London, 1979.
5. Haykin, Simon, Communication Systems, Wiley, New York, 2001.
6. Leon-Garcia, Alberto, and Widjaja, Indra, Communication Networks: Fundamental Concepts and Key Architectures, McGraw Hill, 2000.
7. Miller, Gary M., and Beasley, Jeffry E., Modern Electronic Communication, Prentice Hall, Upper Saddle River, 2002.
8. Budiharto, Widodo, Interfacing Komputer Dan Mikrokontroler, Elex Media Komputindo, Jakarta, 1995.
9. Putra, Agfianto Eko, Belajar Mikrokontroler AT89C51/52/55, Teori dan Aplikasi, Graha Media, Yogyakarta, 2002.

Performance of the Enhanced Double Weight Code in Fiber to the Home Access Network

Feras N Hasoon, and Sahbudin Shaari, *Member, IEEE*

Photonic Technology Laboratory

Institute of Micro Engineering and Nanoelectronics (IMEN),

Universiti Kebangsaan Malaysia

43600 UKM, Bangi, Selangor, MALAYSIA

Email: feras@vlsi.eng.ukm.my

Abstract

This paper presents a new OCDMA code, called enhanced double weight code, derived from double weight code implemented in point-to-point fiber to the home access network. EDW code shows that they possess ideal cross-correlation properties and weight can be any odd number which is greater than one. It has been observed through experimental simulation that EDW codes perform significantly better compared with Hadamard codes.

Keywords: *double weight code, fiber, network*

1. Introduction

Access networks are required to provide a high level of bandwidth to the customer as the demand of broadband services increases. Most telecommunication providers have come to the conclusion that some form of fiber optic access techniques are needed to achieve this goal. In general, various bandwidth increment techniques have been implemented in fiber transmission such as Code Division Multiple Access (CDMA), Wavelength Division Multiplexing (WDM), Time Division Multiplexing (TDM) and others.

In today's communication, access network is an important issue that should be emphasised. Individuals, people working at home and small businesses feel the need for more bandwidth in their building for fast internet. The increase in the demand have made the possibilities of bringing the optical fiber infrastructure into the homes; Fibre to the Home (FTTH). FTTH is the ultimate solution to bring a gain bandwidth to the home. With FTTH there will be a huge effect on the economy, and we would observe new forms of businesses emerge in the high technology sector.

Furthermore, network operators would profit due to increased data transfer, and could cover the installation costs of the FTTH network.

In this paper, point-to-point (P2P) fiber to the home (FTTH) access network was designed to use the EDW code [1], [2] and the results were taken from the studies on the effect of distance, bit rate, and eye opening are analyzed. The EDW code shows a superior performance as compared to the Hadamard code [3]-[5]. For example, at 2.5 Gbps data transmission rate, the eye opening is 8.23×10^{-6} at 20 km for the Hadamard code at this range of distance, showing that the eye is totally closed.

2. Review of EDW Code

EDW code [1] is an enhanced version of DW code as reported in [6]. The EDW code weight can be any odd number that is greater than one. The code weight has a direct effect on the performance of an OCDMA system; generally, increased weight results in better SNR [7], [8]. This is because by increasing the code weight necessarily increases the signal power of the user, hence increasing the signal-to-noise ratio.

EDW code can be represented by using a matrix. In EDW codes structures, the matrix K rows and N columns represent the number of users and the minimum code length respectively.

The basic matrix H_1 for EDW codes consists of a matrix whose size depends on the value of code weight, W as given below:

$$K_1 = W \quad (1)$$

$$N_1 = \sum_{j=1}^w j \quad (2)$$

From the basic matrix, a larger value of K can be achieved by using a mapping technique as shown in Equation 3.

$$H_i = \begin{bmatrix} 0 & H_1 \\ H_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

where $i=2,3,\dots$ is the mapping sequence of the codes.

The mapping sequence, i (together with W) determine the value of user, K and code length, N as given by equations 4 and 5.

$$K = i \times W \quad (4)$$

$$N = i \times \sum_{j=1}^w j \quad (5)$$

The resulting matrix will consist of a chip-combination sequence of 1,2,1,2... (alternating 1 and 2) for the columns (counting from leftmost). A chip-combination is defined as the summation of the spectral chips (1's and 0's) for all users (or rows) in the same column.

In this paper, the EDW code with the weight of three is used as an example. The basic EDW code denoted by (6, 3, 1) is shown below

$$H_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

An EDW code with weight of 3 denoted by $(N, 3, 1)$ for any given code length N , can be related to the number of user K through

$$N = 2K + \frac{4}{3} \left[\sin\left(\frac{K\pi}{3}\right) \right]^2 \left[\frac{8}{3} \left[\sin\left(\frac{(K+1)\pi}{3}\right) \right]^2 + \frac{4}{3} \left[\sin\left(\frac{(K+2)\pi}{3}\right) \right]^2 \right] \quad (7)$$

3. Performance Analysis by Simulation Experiment

The setup model for the point-to-point is shown in Figure 1. In the transmitter section, each optical line terminal (OLT) consists of five components: a pseudo random bit sequence (PRBS) generator, a non-return-zero (NRZ) pulse generator, a CW laser, filters and an external modulator. The CW laser launched an optical power at 0 dBm with a linewidth of 10 MHz. The filter acted as the encoder. The function of the encoder is to amplitude-spectrally encode the source according to the specific code used. One unique encoded spectrum represents one channel. The external modulators are the Mach-Zehnder modulators, which are intensity modulators based on an interferometric principle. The signals that are in the form of a transmitter are combined by the multiplexer and launched into a single fiber.

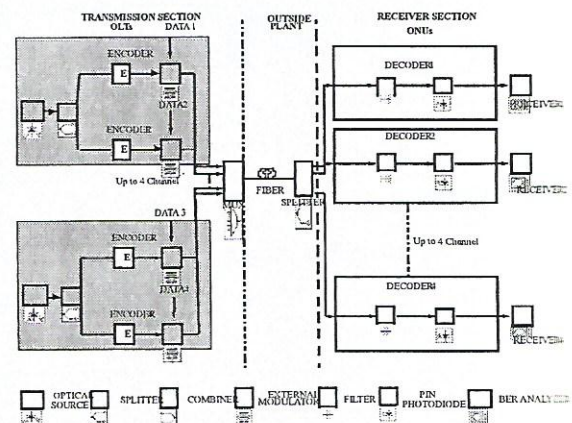


Fig. 1 : Point-to-Point system simulation layout

The outside plant section included the fiber cables used for the transmission. The fiber used in this system was of the G.652 Non Dispersive Shifted Fiber (NDSF) standard. The fiber span varied from 10 km to 70 km and all the fiber parameters such as attenuation, group delay, group velocity dispersion, dispersion slope and effective index of refraction, were all wavelength dependent. The non-linear effects such as Four Wave Mixing (FWM), Cross Phase Modulation (XPM) and Self Phase Modulation (SPM) were activated. At 1550nm wavelength, the attenuation

co-efficient was 0.25 dB/km, the chromatic dispersion co-efficient was 18ps/nm-km and the polarization mode dispersion co-efficient was 0.07ps/km.

At the receiver side, only a single decoder and a single detector, is required [9]. The noise generated at the receivers was set to be random and totally uncorrelated. The dark current value was set at 5nA and the thermal noise coefficient was 1.810^{-23} W/Hz for each of the photo-detectors.

Figure 2 shows that the result of Hadamard code is flat at the simulated BER equals to 1 for all bit rate. The value of BER=1 is just to show the worst transmission condition, whereas BER=1 is not really a meaningful value. This occurs because the Hadamard code cannot support more than two users at the same time and it is limited by the circulation of the simulator at this range of distance.

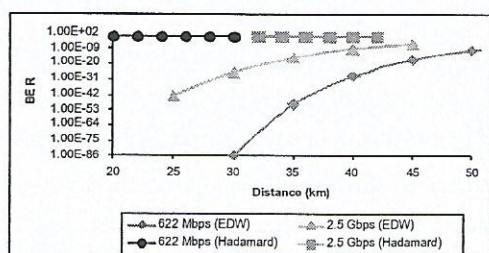


Fig. 2 : BER versus distance at various bit rates

Figure 3 shows the eye opening versus the distance. It clearly shows that the eye opening decreases with distance. The additional distance will increase the optical noise and reduce the power level. This makes it more sensitive to the electrical noise at the receiver.

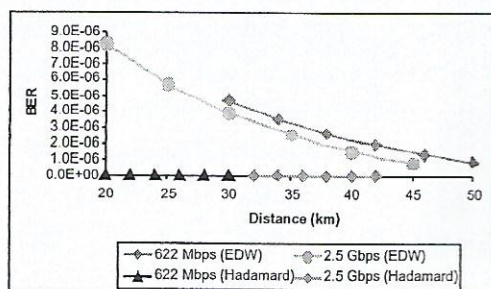


Fig. 3 : Eye opening versus distance at various bit rates

Figure3 shows an almost linear reduction of the eye opening with a distance for the EDW code at various bit rates. From simulation result at 622Mbps, it shows that the eye opening decreases from 5.8910^{-6} at 30 km to 1.4310^{-6} at 50 km and it also occurs at 2.5 Gbps, eye opening decreases from 8.2310^{-6} at 20 km to 1.110^{-6} at 45 km. However, the result is still flat for the Hadamard code at this range of distance, showing that the eyes are totally closed as depicted in the above figure.

4. Conclusion

In this paper, we have demonstrated the ability of the EDW code to support simultaneous transmissions at different bit rates of fiber to the home (FTTH) access network through the experimental simulation. The results focused on the point-to-point (P2P) network using the enhanced double weight (EDW) code. The results from the simulation for the comparison of EDW code against Hadamard code in the point-to-point network are presented also in this paper. EDW code shows a superior performance as compared to the Hadamard code.

5. References

1. F. N. Hasoon, M. K. Abdullah, S. A. Aljunid, and S. Shaari, "Construction of a New Code for Spectral Amplitude Coding OCDMA Systems," *Optical Engineering, SPIE*, vol. 46, pp. 75004-75008 (2007).
2. F. N. Hasoon, M. K. Abdullah, S. A. Aljunid, and S. Shaari, "Performance of OCDMA system using complementary subtraction technique," *Journal Of Optical Networking, OSA*, vol. 6, pp. 854-859 (2007).
3. C.F. Lam, T. Dennis, and M.C. Wu, "Experimental Demonstration of Bipolar Optical CDMA System Using A Balanced Transmitter and Complementary Spectral Encoding," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 10, 1504-1506 (1998).

4. X. Zhou, H. M. H. Shalaby, C. Lu, and T. Cheng, "Code for Spectral Amplitude Coding Optical CDMA Systems," *Electron Letter*, vol. 36, 728729 (2000).
5. Z. Wei, H. M. Shalaby, and H. Ghafouri-Shiraz, "New Code Families for Fiber-Brag-Grating-Based Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 13, 890892 (2001).
6. S. A. Aljunid, M. Ismail, A. R. Ramli, M. A. Borhanuddin and M. K. Abdullah, "A new family of optical code sequences for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 2383-2385 (2004).
7. Z. Wei and H. Ghafouri-Shiraz, "Codes for spectral-amplitude-coding optical CDMA Systems. *Journal of Lighthwave Technology, IEEE*, vol. 20, pp. 1284-1291 (2002).
8. Z. Wei, and H. Ghafouri-Shiraz, "Unipolar codes with ideal in-phase cross-correlation for spectral, amplitude-coding optical CDMA systems," *Transaction on Communication, IEEE*, vol. 50, pp. 12091212 (2002).
9. M.K. Abdullah, F.N. Hasoon, S.A. Aljunid, S. Shaari, "Performance of OCDMA systems with new spectral direct detection (SDD) technique using enhanced double weight (EDW) code," *Optics Communications, Elsevier* 281, 46584662(2008).

Analytical and Experimental Determination of RF Frequencies in Fiber Ring Resonators

Dilla Duryha Berhanuddin, Abang Annuar Ehsan, *Member, IEEE*, P Sushitha Menon, *Member, IEEE* and Sahbudin Shaari, *Member, IEEE*

Institute of Micro Engineering and Nanoelectronics (IMEN),

Universiti Kebangsaan Malaysia

43600 UKM, Bangi, Selangor, MALAYSIA

Email: sahbudin@vlsi.eng.ukm.my

Abstract

Fiber ring resonators have higher Q factor values versus conventional delay lines which are used as optical oscillators in radio frequency-over-fibre (RF-over-fibre) networks. The generated millimeter-wave can be used in the distribution of cable television (CATV) channels in fiber-to-the-home (FTTH) access networks. In this paper, we attempt to determine the analytical and experimental RF frequencies in fiber ring resonators using an in-house built experimental testbed.

Keywords: Rffrequensi, fiber ring resonator

1. Introduction

Research in microwave photonics has blossomed with studies looking at many issues including basic optical-microwave interaction (e.g. radio frequency signal generation), photonics devices operating at microwave frequencies, photonic control of microwave devices, high frequency transmission links, and the use of photonics to implement various functions in microwave systems.

Radio-frequency-over-fibre (RF-over-fibre) technique is attracting much attention for the distribution of broadband wireless access networks. Optical millimeter (mm)-wave generation is a key technique for RF-over-fibre networks [1].

One of the main devices used in these networks are optical resonators such as microring and fiber ring resonators which feature high quality (Q)-factor in the range of 10^8 to 10^{10} . These devices act as efficient signal filters [2]. Conventional optical oscillators have been realized with a long optical delay line (in the kilometer range) [3] where the ratio of

improvement in the Q factor obtained using fiber ring resonators instead of delay lines has been calculated to be 28 [2]. However, the drawback of ring resonators versus optical delay lines is in achieving the coherence between the laser frequency and the resonator frequency.

In this paper, we attempt to generate optical millimeter (mm)-wavelengths to be used in the distribution of cable television (CATV) channels in fiber-to-the-home (FTTH) access networks using an in-house built experimental testbed.

2. Theory

A ring resonator has a comb transmission spectrum similar to that of a Fabry-Perot (F-P) filter. The resonant wavelength must satisfy the following equation [4],[5]:

$$\lambda_m = \frac{2\pi R n_{eff}}{m} \quad (1)$$

where R is the radius of the ring, n_{eff} is the effective index of the ring, m is the resonant mode number. The resonant frequency spacing, i.e. Free Spectral Range (FSR) is given by

$$\Delta\nu_{FSR} = \frac{c}{2\pi R n_{eff}} \quad (2)$$

where c is the velocity of light in vacuum. The quality factor of a ring resonator can be expressed as

$$Q = \frac{\lambda_m}{\Delta\lambda_{FWHM}} \quad (3)$$

where $\Delta\lambda_{FWHM}$ is the 3 dB bandwidth of the resonant peak. The lower the coupling coefficient between the ring and straight waveguide or bus line, the higher the value of Q is. If the radius and the coupling coefficient of the rings are chosen properly, the desired resonant frequency spacing and bandwidth of the resonant peak can be obtained.

3. Analytical Analysis

The theoretical value of free spectral range (FSR) has been calculated using the following equation:

$$FSR = \frac{c}{Ln_{eff}} \quad (4)$$

where $L=15m$, n_{eff} of silica = 1.5. Therefore the theoretical value of $FSR = 13.33MHz$. Approximate value of finesse and Q -factor can be obtained, first by calculating the full-width at half maximum (FWHM) value using the following equation:

$$FWHM = \frac{c}{n\pi L} \cdot \frac{k}{\sqrt{1-k}} \quad (5)$$

where k is the resonant coupling coefficient = 0.05. From the equation, the theoretical value of FWHM is 4.244MHz. The finesse F of the resonator is given by the following relation:

$$F = \frac{FSR}{FWHM} \quad (6)$$

which then gives the value of $F=3.14$. The optical Q -factor, Q_{optic} is then computed using the FWHM value by the following relation:

$$Q_{optic} = \frac{\nu}{FWHM} \quad (7)$$

where ν is the optical frequency for $\lambda=1550nm$. The analysis lead to $Q_{optic} = 4.56 \times 10^7$. For microwave signal filtering, the FSR will remain the same but the carrier frequency is reduced by the ratio between the optical and microwave ratio [2]. Hence, a microwave Q -factor, $Q_{microwave}$ can be defined as:

$$Q_{microwave} = \frac{f}{\nu} \cdot Q_{optic} \quad (8)$$

where f is the microwave frequency. Therefore, the equivalent $Q_{microwave} = 4.712 \times 10^3$ for $f=20GHz$.

4. Experimental Setup

We first assemble the ring resonator by using a standard single-mode fiber; the classical SMF28 fibre. A digital RF signal generator was used to produce 150 to 420 MHz sinusoidal signals and was connected to a transmitter. A continuous-wave (CW) optical signal at wavelength of 1550 nm was

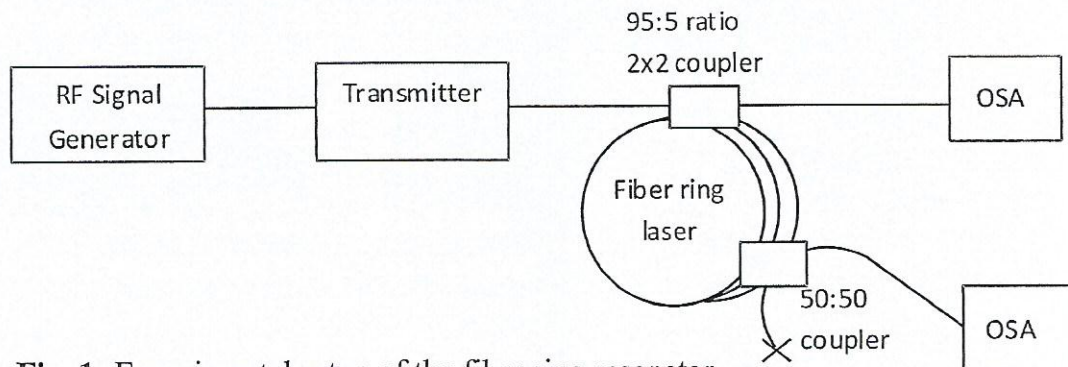


Fig. 1: Experimental setup of the fiber ring resonator

produced by the transmitter and was tuned exactly to the resonance wavelength of the fiber ring resonator.

Laser coupling to the resonator was achieved using pigtailed fibre lasers and low-loss 95: 5 splitting ratio optical coupler. The connection between fibers inside the ring was made by splicing the fibres. The total length of the ring is 15 m. The output signal from both the bus line and the ring resonator was tapped and the generated signal was analysed using optical spectrum analyzer (OSA). The experimental setup is summarized in Fig. 1.

3. RESULTS

The RF input signal was increased 1 MHz at a time for frequency range of 150 MHz till 450 MHz and the equivalent peak voltage was measured at both the bus line and the output of the fiber ring laser. The output results from the bus line is shown in Fig. 2. FSR value of 73 MHz was obtained from the bus line.

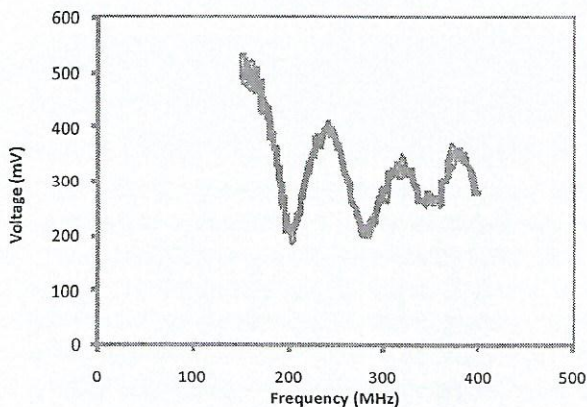


Fig. 2: Spectrum from the bus line output.

Similarly, the spectrum output from the ring resonator was measured and compared to the output from the bus line. An equivalent voltage drop at the bus line should be equivalent to a voltage increment at the fiber ring resonator. Fig. 3 shows the spectrum output from the ring resonator.

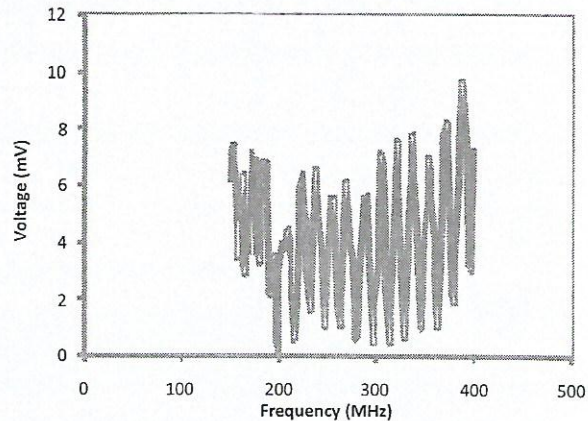


Fig. 3: Spectrum from the fiber ring laser

The FSR obtained is 14 MHz and a sinusoidal wave with constant FSR rate is obtained. The vast difference might be due to the fact that only five percent of the modulated signals are coupled to the fiber ring resonator while others are being carried through the bus waveguide. Thus, the difference between the decreasing intensity at the resonant frequency and normal intensity is relatively small and therefore could not be recorded. It also could be attributed to the inadequate power supplied to the fiber ring resonators. Hence, more evaluation is needed by changing coupler splitting ratio between the busline and fiber ring resonator. Although the FSR results do not match, this experimental attempt proves the concept of fiber ring resonators as capable drop filters to be used in the distribution of CATV channels in FTTH networks.

4. CONCLUSION

In this paper, we have evaluated the analytical and experimental RF frequencies that can be obtained using fiber ring resonators using an in-house built experimental test-bed. Analytically, a fiber ring laser of 15 m length at a wavelength of 1550 nm will be able to produce FSR values of 14 MHz which is not far from the theoretical value of 13.3 MHz that has been calculated beforehand. The slight difference might be due to the insertion loss inside the fiber and also the additional length of fiber from the slicing process. The

experimental FSR value from the bus line was 73 MHz versus the FSR value from the fiber ring laser of 14 MHz. Although the FSR results do not match, this experimental attempt proves the concept of fiber ring resonators as capable drop filters to be used in the distribution of CATV channels in FTTH networks.

REFERENCES

- [1] L. Xu, C. Li, H. K. Tsang and C. W. Chow. "Optical frequency doubling for multichannel radio-over-fibre system based on integrated phase modulator and silicon coupled microring notch filter," *IEEE Electronics Letters*, vol. 45 (13), pp. 697-698, (2009).
- [2] P-H. Merrer, O. Llopis, G. Cibiel. "Laser Stabilization on a fiber ring resonator and application to RF filtering," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20 (16), pp. 1399-1401, (2008).
- [3] P-H. Merrer, A. Bouchier, H. Brahim, O. Llopis, "High-Q Optical Resonators for stabilization of high spectral purity microwave oscillators," *IEEE 2009 Frequency Control Symposium*, pp. 866-869, (2009).
- [4] G. Chen, YuZhang, D. Huang, Z. Zhang, H. Cao, W. Chen, "Photonic generation of a microwave signal by employing a microfiber ring resonator," *Optics Communications* 282, pp. 2552-2555, (2009).
- [5] B. E. Little, S.T. Chu, H.A. Haus, "Microring resonator channel dropping filters," *Journal of Lightwave Technology*, vol 15 (6), pp. 998, (1997).

Digital Spectrum Analyzer Berbasis Tuner TV Dan PC

Purwoko Adhi¹, Asep Yudi H.², Dayat Kurniawan³

Puslit Elektronika dan Telekomunikasi (PPET) LIPI

Kampus LIPI Gedung 20 Jl. Sangkuriang Bandung 40135

¹purwoko@ppet.lipi.go.id, ²asep@ppet.lipi.go.id, ³dayat@ppet.lipi.go.id

Abstract

This paper describes the development of a TV tuner based spectrum analyzer. A spectrum analyzer has a function of analyzing a radio signal and displaying the spectrum graph of signal strength or level by frequencies. The developed spectrum analyzer consists of a hardware and a software installed on a PC. On the hardware, a digitaly controlled TV tuner is used as a first downconverter which downconverts a radio frequency (RF) signal to be analyzed into a first (IF) which has the same frequency as video IF of about 38.9Mhz. The RF signal to be analyzed must be in the range of TV tuner reception, which is between 50 and 860MHz. Frequency selection for coarse tune is achieved by sending a serial control signal using ATmega8535 microcontroller. The first IF signal is then downconverted again into a second IF of about 10.7MHz, using the first mixer of FM demodulator (IC) MC13135. A local oscillator based on a controlled (VCO) and a PLL IC LMX2330 provides a first local oscillator signal to the mixer. Controlling PLL using the microcontroller makes fine tune of analyzed frequency possible. The second IF is further downconverted into a third IF of 455kHz using the second mixer of MC13135 with a fixed mixing frequency of 10.245MHz. The last signal level is measured using RSSI feature of MC13135. RSSI output signal whose voltage is correlated to the third IF signal level is read by ATmega8535 using its analog to digital(ADC) input. The read data is sent to the PC via serial port using RS232 IC MAX232. The installed software on the PC commands the hardware to scan the frequency to be analyzed using a combination of coarse and fine tunes, processes the received data, and displays the result on the monitor.

Keywords: spectrum analyzer, TV tuner, MC13135, LMX2330, ATmega8535

Abstrak

Tulisan ini membahas pengembangan spektrum analyzer berbasis tuner TV. Spektrum analyzer berfungsi untuk menganalisis sinyal radio dan menampilkan grafik spektrum dalam fungsi kekuatan sinyal terhadap frekuensi. Spektrum analyzer ini terdiri atas sebuah perangkat keras dan sebuah software yang terpasang pada sebuah personal computer (PC). Pada hardware, sebuah tuner TV dengan kontrol digital digunakan sebagai downconverter pertama yang menurunkan frekuensi radio yang hendak di analisa ke frekuensi antara (IF) pertama yang memiliki frekuensi sama dengan IF video, yaitu sekitar 38,9MHz. Frekuensi yang hendak dianalisa harus masuk dalam daerah penerimaan tuner TV, yaitu antara 50 dan 860MHz. Pemilihan frekuensi untuk coarse tune dilakukan dengan mengirimkan sinyal pengendali serial menggunakan mikrokontroler ATmega8535. Sinyal IF pertama kemudian diturunkan lagi menjadi sinyal IF kedua dengan frekuensi sekitar 10,7MHz, menggunakan pencampur frekuensi yang ada pada sebuah rangkaian terpadu (IC) demodulator FM MC13135. Pencampur frekuensi tersebut diberi sinyal dari osilator lokal pertama berbasis voltage controlled oscillator (VCO) dan IC PLL LMX2330 yang juga dikendalikan oleh mikrokontroler dan memungkinkan fine tune dari frekuensi yang hendak dianalisa. Selanjutnya IF kedua diturunkan kembali menjadi IF ketiga menggunakan pencampur frekuensi kedua yang ada pada MC13135 dengan sebuah sinyal berfrekuensi tetap sebesar 10,245MHz menjadi sinyal IF ketiga sekitar 455kHz. Sinyal ini diukur kekuatannya menggunakan fasilitas RSSI dari MC13135. Sinyal keluaran RSSI yang memiliki tegangan yang berkorelasi dengan kekuatan sinyal IF ketiga dibaca oleh ATmega8535 menggunakan input analog to digital converter (ADC). Data ini kemudian dikirim PC melalui serial port menggunakan IC RS232 MAX232. Software pada PC akan memerintah hardware untuk menyapu frekuensi yang akan dianalisa dengan perpaduan coarse dan fine tune, mengolah data yang diterima, dan menampilkan hasilnya berupa grafik spektrum pada layar monitor.

Kata Kunci: spektrum analizer, TV tuner, MC13135, LMX2330, ATmega8535.

1. Pendahuluan

Spectrum analyzer adalah sebuah instrumen elektronika yang sangat dibutuhkan dalam pengembangan rangkaian elektronika yang berkaitan dengan frekuensi radio. Dengan menggunakan *spectrum analyzer* kita dapat melihat bentuk spektrum dari sinyal yang dihasilkan oleh sebuah rangkaian elektronika, di samping frekuensi dan level atau kekuatan sinyalnya. Sayangnya, karena termasuk alat yang *sophisticated*, harga sebuah *spectrum analyzer* tergolong tidak murah, sehingga tidak semua orang atau lembaga yang membutuhkan sanggup membelinya.

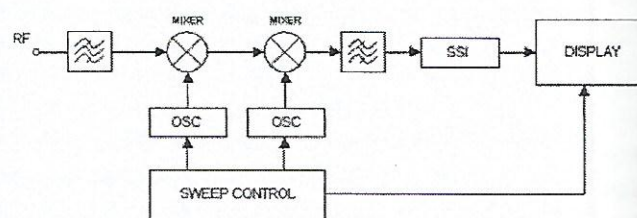
Sebuah perangkat yang memiliki fungsi *spectrum analyzer* dengan rentang frekuensi kerja dan *feature* yang terbatas dapat dikembangkan dengan modul yang tersedia murah di pasar. Untuk tampilan dan antarmuka pengguna, kita bisa menggunakan sebuah PC. Sehingga kita dapat mendapatkan fungsi dasar dari sebuah *spectrum analyzer* dengan biaya rendah.

Pengembangan *spectrum analyzer* murah sudah banyak dilakukan oleh para individu yang beraktivitas di seputar frekuensi radio. Tujuannya adalah untuk mendapatkan sebuah alat yang memiliki spesifikasi yang lebih rendah dari *spectrum analyzer* yang ada di pasaran, dengan biaya yang jauh lebih rendah, namun sudah cukup memenuhi kebutuhan mereka. Beberapa orang mengembangkannya dari nol, tentu saja dengan tingkat kesulitan yang lebih tinggi. Yang lain mencoba menyederhanakan masalah dengan memanfaatkan modul tuner yang tersedia di pasaran dan murah, untuk mengganti fungsi rangkaian *downconverter*, dan mensweep frekuensi dan menampilkan levelnya secara analog pada sebuah *oscilloscope*.

2. Dasar Spectrum Analyzer

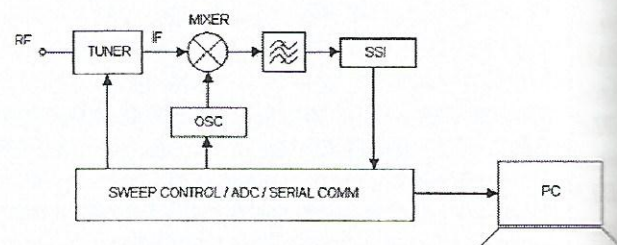
Sebuah *spectrum analyzer* secara sederhana dapat diilustrasikan dengan sebuah diagram blok pada Gambar 1. Setelah melalui sebuah filter sinyal RF diturunkan menjadi sinyal dengan

frekuensi yang lebih rendah. Dalam ilustrasi penurunan dilakukan dua tahap oleh dua set pencampur dan osilator. Sinyal yang telah diturunkan difilter dan diukur kekuatannya. Karena sinyal ini merupakan cerminan sinyal RF, maka hasil pengukuran kekuatan sinyal menunjukkan kekuatan sinyal RF. Dengan mengubah penurunan, kita bisa menyapu atau mensweep sebuah band frekuensi dan menampilkan grafik kekuatan sinyal terhadap frekuensi pada display.



Gambar 1 : Diagram Blok Spectrum Analyzer

Dalam perangkat yang dikembangkan fungsi display dan antarmuka pengguna akan diambil alih oleh sebuah PC yang dilengkapi dengan perangkat lunak, sebagaimana diilustrasikan pada Gambar 2. Sedangkan untuk fungsi *downconverter* pertama akan digunakan sebuah modul tuner TV yang memiliki frekuensi kerja sama dengan frekuensi kerja *spectrum analyzer* yang akan dikembangkan. Hasil pengukuran kekuatan sinyal dikonversikan menjadi data digital kemudian dikirim ke PC.



Gambar 2 : Diagram Blok Spectrum Analyzer Berbasis Tuner dan PC

3. Metode Pengembangan

Pengembangan *spectrum analyzer* dilakukan dengan metodologi sebagai berikut.

Perancangan sistem dilakukan untuk menentukan spesifikasi dan komponen yang akan diperlukan. Realisasi hardware dilakukan dengan membuat diagram skematik rangkaian elektronika yang diharapkan berfungsi sesuai dengan rancangan, membuat PCB, dan merangkai komponen di atas PCB.

Penulisan firmware dilakukan untuk memberikan program pada mikrokontroler agar memiliki fungsi pengendalian tuner dan VCO untuk sweep frekuensi, fungsi komunikasi dengan PC melalui komunikasi serial yang dimiliki, dan fungsi ADC untuk memonitor RSSI. Pengujian hardware akan dilakukan untuk mengetahui apakah hardware yang telah dilengkapi dengan firmware bisa membaca level atau kekuatan sinyal pada frekuensi yang diinginkan dan bisa berkomunikasi dengan PC.

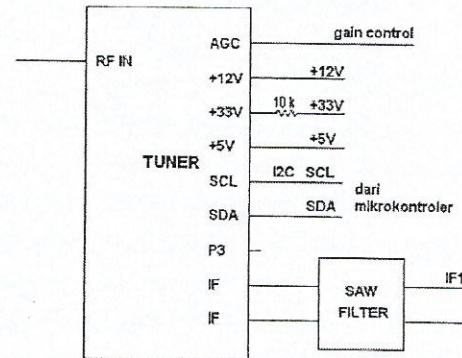
Perancangan software dilakukan untuk merancang tampilan dan interface pengguna dan protokol komunikasi dengan hardware. Pemrograman antar muka dilakukan untuk merealisasikan fungsi-fungsi antar muka seperti yang diinginkan pada perancangan. Pengujian software akan dilakukan untuk mengetahui apakah software bisa berkomunikasi dengan dan mengendalikan hardware serta menampilkan informasi dengan baik. Revisi baik pada hardware maupun software akan dilakukan apabila hasil pengujian menunjukkan ada hal yang perlu diperbaiki.

4. Perancangan Perangkat Keras

Rancangan perangkat keras mengikuti diagram blok pada Gambar 2. Sedikit berbeda dengan diagram tersebut, kita menambah satu tahap *downconversion* dengan konversi fix.

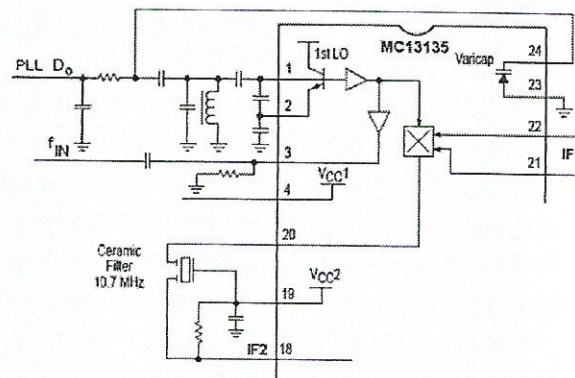
Modul tuner TV yang digunakan adalah UV916E dari Philips. Modul ini bekerja pada frekuensi antara 46 dan 860MHz, dikendalikan secara digital dengan serial bus I2C, membutuhkan catu 12VDC, 5VDC untuk PLL, dan 33VDC untuk tegangan tuning, dan memiliki input automatic gain control (AGC). Modul ini

memiliki frekuensi step 62kHz, output IF pada 38,9MHz selanjutnya disebut IF1, dan difungsikan untuk coarse sweep. Skema rangkaian di sekitar modul tuner dapat dilihat pada Gambar 3.



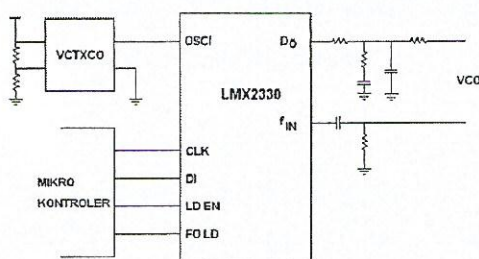
Gambar 3 : Tuner

Downconverter berikutnya berfungsi sebagai fine sweep untuk menurunkan sinyal IF1 menjadi sinyal IF2 dengan frekuensi 10,7MHz. Downconverter ini dibangun menggunakan mixer yang dimiliki oleh IC MC13135 dari Motorola, VCO yang juga menggunakan bagian varicap dan transistor dari IC yang sama, dan sebuah PLL. Gambar 4 menunjukkan diagram skema rangkaian VCO, mixer, dan filter IF.



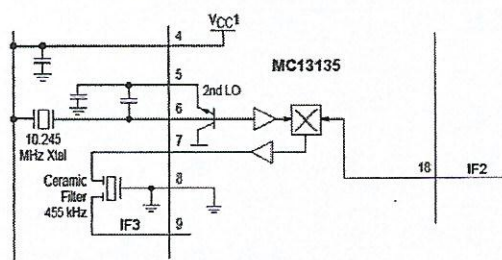
Gambar 4 : VCO dan mixer

PLL dibangun dengan komponen utama sebuah IC PLL LMX2330 dan menggunakan sebuah VCTXCO sebagai sumber frekuensi referensi. Gambar 5 menunjukkan hubungan utama dari rangkaian PLL tersebut.



Gambar 5 : PLL

Downconverter terakhir juga dibangun menggunakan mixer lain yang dimiliki oleh IC MC13135. Diagram skema rangkaiannya dapat dilihat pada Gambar 6. Fungsinya untuk mengkonversi IF2 menjadi IF3 dengan frekuensi 455 kHz. Frekuensi osilator lokal ditetapkan oleh sebuah kristal 10,245 MHz. Rangkaian ini menggunakan filter keramik 455 kHz sebagai filter IF3 yang bandwidthnya menentukan resolusi dari *spectrum analyzer*.

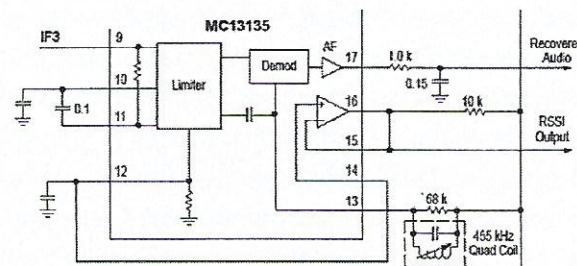


Gambar 6 : Mixer kedua

IF3 diinputkan lagi ke limiter dari IC MC13135 yang salah satu outputnya berupa *received signal strength indicator* (RSSI). Tegangan pada pin RSSI ini merupakan fungsi dari kekuatan IF3 yang merupakan cerminan dari sinyal RF yang kita ukur. Diagram skema rangkaian seputar output RSSI dapat dilihat pada Gambar 7. Sinyal RSSI ini diinputkan ke salah satu input ADC dari IC mikrokontroler ATmega8535.

Selain menerima dan mengkonversi sinyal RSSI ke data digital, mikrokontroler juga diprogram untuk mengendalikan modul tuner dan mengendalikan PLL. Mikrokontroler juga berfungsi untuk berkomunikasi dengan PC melalui port serial yang dilengkapi dengan konverter RS232 MAX232, baik untuk

mengirimkan data ke PC maupun menerima perintah dari PC.



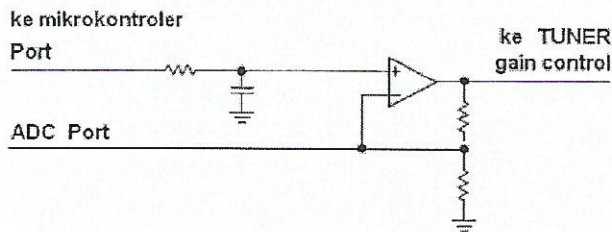
Gambar 7 : RSSI

5. Kompensasi Gain Modul Tuner

Modul tuner TV yang digunakan dirancang untuk bekerja pada rentang frekuensi antara 46 dan 860 MHz. Sangat sulit mendapatkan gain yang rata pada rentang frekuensi yang begitu lebar. Apalagi umumnya rentang frekuensi tersebut dibagi menjadi 3 band frekuensi, yaitu VHF Low, VHF High, dan UHF. Ini berarti ada 3 sub rangkaian dalam modul tuner. Pada modul tuner dengan kontrol analog kita memilih sub rangkaian mana yang harus bekerja sesuai dengan band frekuensi di mana frekuensi yang kita inginkan berada. Sedangkan pada modul dengan pengendali digital, modul secara otomatis memilih sub rangkaian yang sesuai dengan frekuensi yang kita inginkan. Masalahnya ada perbedaan gain antara ketiga pita frekuensi dan ada ketidakrataan gain pada masing-masing pita frekuensi. Untuk mengatasi masalah di atas kita menggunakan AGC dari modul tuner. Kita dapat mengubah gain dari modul tuner dengan mengubah tegangan pada pin AGC. Dengan demikian kita bisa mendapatkan gain yang rata pada seluruh rentang frekuensi kerja tuner dengan memberikan tegangan kompensasi pada pin AGC. Bahkan kita bisa menggunakan fasilitas ini untuk sekaligus mengkompensasikan ketidakrataan gain pada tahap-tahap berikutnya sampai sinyal diterima oleh RSSI.

Tegangan kompensasi ini direkam pada saat kalibrasi dan datanya disimpan dalam bentuk digital pada memori. Pada waktu melakukan

pengukuran, tegangan kompensasi ini harus dibangkitkan lagi sesuai dengan frekuensi yang diamati. Karena mikrokontroler yang digunakan tidak memiliki DAC maka digunakan *charge pump* seperti pada Gambar 8.



Gambar 8 : Gain Control

Setelah tuner dan PLL diset untuk frekuensi yang ingin kita amati, mikrokontroler memonitor tegangan kompensasi. Apabila tegangan kompensasi lebih rendah dari tegangan yang direkam dalam memori, mikrokontroler akan memberi tegangan 5V atau logika 1 pada charge pump, sehingga tegangan kompensasi bergerak naik, dan sebaliknya. Pada saat tegangan kompensasi sama dengan tegangan yang direkam dalam memori, mikrokontroler segera membaca data RSSI, kemudian bergerak ke frekuensi berikutnya.

6. Kesimpulan

Pada dasarnya spectrum analyzer merupakan sebuah penerima frekuensi radio. Namun, berbeda dengan penerima radio pada umumnya yang tertarik pada informasi yang terkandung oleh frekuensi tertentu, *spectrum analyzer* lebih tertarik pada kekuatan sinyal dari rentang frekuensi yang lebih lebar. *Spectrum analyzer* digunakan untuk mengamati distribusi energi sepanjang rentang frekuensi tertentu dari sebuah sinyal, kemudian menampilkannya dalam domain frekuensi.

Pengembangan perangkat keras yang menjadi komponen dari *spectrum analyzer* telah dilakukan. Perangkat keras dibangun dengan menggunakan komponen utama sebuah modul tuner TV dan sebuah IC FM receiver dan

dilengkapi dengan sebuah PLL. Sebuah mikrokontroler digunakan untuk mengendalikan modul tuner TV melalui bus I2C untuk mendapatkan fungsi *coarse sweep*, mengendalikan PLL untuk mendapatkan fungsi *fine sweep*, membaca data RSSI, dan berkomunikasi dengan PC.

Untuk melengkapi sistem masih perlu dilakukan pengembangan perangkat lunak pengendali perangkat keras yang akan di-load ke mikrokontroler dan perangkat lunak perantara pengguna yang akan diinstall pada PC.

Ucapan Terima Kasih

Kegiatan ini dilaksanakan dalam rangka Program Sinergi Peneliti dan Perekayasa Tahun 2009 yang dibiayai melalui Direktorat Jendral Pendidikan Tinggi (DIKTI).

7. Daftar Pustaka

1. Rappaport, Theodore S., "*Wireless Communications: Principles and Practices*", Prentice Hall, Upper Saddle River, 2002.
2. Spreagins, John D., "*Telecommunications: Protocols and Design*", Addison Wesley, 1992.
3. Haykin, Simon, "*Communication Systems*", Wiley, New York, 2001.
4. Miller, Gary M., and Beasley, Jeffery S., "*Modern Electronic Communication*", Prentice Hall, Upper Saddle River, 2002.
5. Budiharto, Widodo, "Interfacing Komputer Dan Mikrokontroler", *Elex Media Komputindo*, Jakarta, 1995.
6. Wardhana, Lingga, "Mikrokontroler AVR Seri ATmega 8535", *Penerbit Andi*, Yogyakarta, 2006.
7. Norman, Daniel, *Tuner and Spectrum Analyzer*, <http://hem.passagen.se/communication/tuner.html>, diakses 30 Januari 2009.
8. *Spectrum Analyzer Project*, <http://www.nitehawk.com/rasmit/sa50.html>, diakses 30 Januari 2009.

Electrical and Magnetic Properties of GaMnN Thin Films Grow by PA-MOCVD on Silicon Substrate

Budi Mulyanti

Department of Electrical Engineering Education,
Universitas Pendidikan Indonesia (UPI),
Jalan Setiabudhi 207, Bandung
e-mail: b_mulyanti@yahoo.com

Abstract

In this paper, electrical and magnetic properties of GaMnN thin films grown using plasma-assisted metal organic chemical vapor deposition (PAMOCVD) method on silicon substrate are reported. The method used in this study, utilizes a microwave cavity as a cracking cell to produce nitrogen radicals, which in turn reduce the growth temperature. Trimethylgallium (TMGa), nitrogen (N_2) and cyclopentadienyl manganese tricarbonyl (CpMnT) were used as a source of Ga, N and Mn, respectively, while hydrogen gas was used as a carrier gas for both TMGa and CpMnT. The effects of growth temperature and Mn incorporation on electrical and magnetic properties of GaMnN films are presented. The growth of GaMnN thin films were conducted at varied growth temperature in range of 650 to 700 °C and the Mn/Ga molar fraction in the range of 0.2 to 0.5. Energy dispersive of X-ray (EDX) method was used to analyze atomic composition. Electrical properties of the films were measured using Hall-van der Pauw method while magnetic properties at room temperature were investigated by means of vibrating sample magnetometer (VSM) at magnetic fields from 0 up to 1 tesla.

Based on measurement of electrical properties, it was found that all GaMnN samples were n-type with the values of resistivity, carrier concentration and carrier mobility are in the range of 1.08×10^{-3} to 1.45×10^{-3} cm, 5.88×10^{19} /cm³ to 4.87×10^{20} /cm³, and 10.4 to 92.3 cm²/Vs, respectively. The results of magnetization measurements show hysteresis behavior at room temperature indicating that all GaMnN samples are ferromagnetic, with the remnant magnetization and the coercive magnetic ranging from 90 to 330 Oe/cm³ and 300 to 700 Oe, respectively, depend on the Mn concentration. The highest remnant magnetization and the lowest coercivity magnetic is obtained by the sample which contains Mn concentration of 1.63 %.

Keywords: GaMnN, PA-MOCVD, EDX, Hall-van der Pauw method, VSM

Abstrak

Dalam paper ini dibahas sifat listrik dan sifat magnetik fil tipis GaMnN yang ditumbuhkan dengan metode plasma-assisted metal organic chemical vapor deposition (PAMOCVD) di atas substrat silikon. Metode tersebut menggunakan rongga gelombang mikro sebagai pemecah sel untuk menghasilkan radikal nitrogen yang akan dapat menurunkan suhu penumbuhan film GaMnN. Trimethylgallium (TMGa), nitrogen (N_2) and cyclopentadienyl manganese tricarbonyl (CpMnT) berturut-turut digunakan sebagai sumber Ga, N dan Mn, sementara hidrogen digunakan sebagai gas pembawa untuk TMGa dan CpMnT. Penumbuhan dilakukan dengan memvariasikan suhu yaitu antara 650 sampai 700 °C dan fraksi molar Mn/Ga yaitu antara 0,2 sampai 0,5. Metode energy dispersive of X-ray (EDX) digunakan untuk menganalisis komposisi atom dalam GaMnN. Sedangkan sifat listrik film dianalisis menggunakan metode Hall-van der Pauw dan sifat magnetik film menggunakan vibrating sample magnetometer (VSM) pada medan magnet luar dari 0 sampai 1 tesla.

Berdasarkan pengukuran sifat listrik, diperoleh bahwa semua sampel GaMnN memiliki konduktivitas tipe-n dengan harga resistivitas, konsentrasi pembawa, dan mobilitas pembawa masing-masing antara $1,08 \times 10^{-3}$ sampai $1,45 \times 10^{-3}$ cm, $5,88 \times 10^{19}$ /cm³ sampai $4,87 \times 10^{20}$ /cm³, dan 10,4 sampai 92,3 cm²/Vs. Dari pengukuran sifat magnetik menunjukkan kurva histeresis pada suhu ruang untuk semua sampel GaMnN, yang menunjukkan bahwa semua sampel bersifat ferromagnetik, dengan magnetisasi remanen antara 90 sampai 330 Oe/cm³ dan koersivitas magnetik antara 300 sampai 700 Oe, bergantung pada konsentrasi Mn. Harga magnetisasi remanen tertinggi dan harga koersivitas magnetik terendah terdapat pada sampel dengan konsentrasi Mn sebesar 1,63 %.

Kata Kunci: GaMnN, PA-MOCVD, EDX, Hall-van der Pauw method, VSM

1. Introduction

In the past decade, research in dilute magnetic semiconductors (DMS) has been an area of great interest. This interest is driven by the desire to harness the spin of the electron for use in device applications. This new field of devices has been called spin electronics or spintronics. Potential applications of these new technologies include magnetic random access memory and quantum computing. The advantages of these new devices would include non-volatility, increased data processing speed, decreased electric power consumption, and increased integration densities compared to conventional semiconductor devices [Awschalom, *et al.*, 2002].

For practical application DMSs are required to have two essential features: a Curie temperature (T_c) higher than room temperature and to be based on a typical semiconductor for which the carrier control technique is well established [Hashimoto, *et al.*, 2002]. It was proposed that for the diluted magnetic semiconductor (DMS) material GaN:Mn, the Curie temperature might be increased above room temperature, if Mn doping could provide a sufficient number of localized spins as well as itinerant holes [Dietl, *et al.*, 2001]. During the early years of research into DMS, much of the focus was placed on the IIIAs systems doped with Mn. By doping GaAs and InAs with Mn, ferromagnetic materials with Curie temperatures up to 110 K have been obtained [Ohno, *et al.*, 1996]. In addition to these advances, recent theoretical calculations predict that DMS based on GaN doped with Mn should also have a T_c above 300 K [Dietl, *et al.*, 2000, Sato and Katayama-Yoshida, 2001]. This prediction is based on *p*-type material with a hole concentration of $3.5 \times 10^{20}/\text{cm}^2$ and a Mn concentration of 5% [Dietl, 2001].

It has led to an increased interest in fabricating a DMS based on GaN [Soo, *et al.*, 2001, Shon, *et al.*, 2001, Kuwabara, *et al.*, 2001, Szyszko, *et al.*, 2001, and Theodopoulou, *et al.*, 2001] and to the recent demonstration of room

temperature magnetism in *p*-type GaMnN and GaMnP [Sonoda, *et al.*, 2002, Reed, *et al.*, 2001a, Reed, *et al.*, 2001b, Overberg, *et al.*, 2001]. However, it would be desirable if an *n*-type DMS with a T_c above room temperature could also be synthesized, since the performance of devices such as resonant tunnel diodes should be superior for *n*-type conduction. Recently, ferromagnetism at high temperatures has been reported in epitaxial GaN:Mn films [Thaler, *et al.*, 2002 and Sasaki, *et al.*, 2002] but despite their high Mn concentration, these films still show *n*-type conductivity, which contradicts the assumption that Mn occupies a shallow acceptor level in GaN.

During the early years of research into DMS, much of the focus was placed on the IIIAs systems doped with Mn. By doping GaAs and InAs with Mn, ferromagnetic materials with Curie temperatures up to 110 K have been obtained [Ohno, *et al.*, 1996]. A key development that focused attention on wide band gap semiconductors as being the most promising for achieving high Curie temperature was the work of Dietl *et al.* By using the Zener mean-field model of ferromagnetism, they predicted that room temperature (RT) ferromagnetism might be achieved in *p*-type materials such as GaN and ZnO containing 5 % of Mn and a high ($>10^{20} \text{ cm}^{-3}$) hole concentrations [Dietl, *et al.*, 2000]. Consequently, for the past couple of years, there have been an increased interest in fabricating a DMS based on GaN by different methods including the ammonothermal method [Zajac, *et al.*, 2003] diffusion [Reed, *et al.*, 2001] implantation [Shon, *et al.*, 2001, Kuwabara, *et al.*, 2001] and epitaxy [Thaler, *et al.*, 2002, Sasaki, *et al.*, 2002, Korotkov, *et al.*, 2002 and Kane, *et al.*, 2005].

Mostly epitaxy GaMnN thin films reported have been grown by Molecular Beam Epitaxy (MBE) with growth temperature varied from 580 to 825°C [Thaler, *et al.*, 2002, Sasaki, *et al.*, 2002, Korotkov, *et al.*, 2002 and Kane, *et al.*, 2005]. There are limited reports involving Mn incorporation into GaN films grown by metalorganic chemical

vapor deposition (MOCVD) at dopant concentration levels [Korotkov, *et al*, 2002]. Growth of Mn-doped GaN by MOCVD requires higher temperature than that of MBE, which is in the vicinity of 1050 °C [Korotkov, *et al*, 2002 and Kane, *et al*, 2005]. This high growth temperature is required to achieved high quality film. However, the thermal energy gained by these atoms allows them to diffuse along the surface. The Ga atom eventually reaches a low energy edge or kink site where it becomes immobilized. It is more difficult to control N atoms at high temperature because N atoms become more volatile leading to nitrogen dissociation. It is generally assumed that Mn in GaN is incorporated substitutionally on the Ga site. Recent electronic structure calculations have shown that this type of arrangement results in deep acceptor-like states, or at the high Mn concentrations of interest, in a partially filled impurity band above the valence band edge of GaN [Kronik, *et al*, 2002].

In this paper, the effect of Mn incorporation into GaMnN thin films on electrical and magnetic properties are presented. Electrical properties of the films were measured using Hall-van der Pauw method, while magnetic property at room temperature was investigated by means of vibrating sample magnetometer (VSM) at magnetic fields from 0 up to 1 tesla. The growth PA-MOCVD method was used in this work instead of MOCVD. The PA-MOCVD reactor is an extension from the previous thermal MOCVD reactor by incorporating microwave cavity as a cracking cell to produce nitrogen radical instead of NH_3 , therefore the growth temperature can be reduced. This low growth temperature was expected to be able to improve magnetic characteristics of GaMnN thin films, which are demonstrated by the high T_c (above room temperature) and the high value of magnetic moment.

2. Experiment

The MOCVD reactor consists of a water-

cooled stainless-steel vertical reactor equipped with plasma-cracking cell. The combination of a root blower pump and a rotary vacuum pump were used as a pumping system. By using low power downstream plasma cavity (ASTeX), N-reactive was supplied from N_2 gas downward to the substrate. The plasma itself was generated by 2.45 GHz microwave at power of 200 W and was applied through a coaxial cable. The growth temperature is then monitored by a thermocouple inserted inside the heater. Gases were injected into the chamber from inlet located at the top of the reactor. Pneumatic valves were used to control the gas flow through the vent where the pressures of each gas lines were monitored. Mass flow controllers (MFC's) were used to determine the number of moles of gas sources introduced into the chamber.

The growth of GaMnN was performed on p-type silicon (111) substrate in a microwave inductively heated vertical MOCVD reactor. Trimethylgallium (TMGa) and high purity (99.99%) nitrogen were used as a source of gallium and nitrogen, while cyclopentadienyl manganese tricarbonyl (CpMnT) was used to dope the epilayers with manganese. The low temperature GaN buffer layer was grown at 500 °C for 10 minutes. The purpose of the GaN buffer layer is to overcome lattice mismatch between silicon substrate and the grown films. The growth temperatures, V/III flux ratio and Mn/Ga molar fraction of GaMnN were varied in the range of 650 to 700 °C, 440 to 1080 and 0.2 to 0.5, respectively. The operating pressure was set to 0.7 Torr. The growth was conducted for 2 h and the thickness of the films was 0.3-0.5 μm .

Energy dispersive of X-ray (EDX) method was used to analyze atomic composition of grown film. Hall-van der Pauw method was performed to characterize carrier concentration, Hall mobility and the type of conductivity. Vibrating sample magnetometer (VSM) with magnetic field performed from 0 up to 1 tesla was used to characterize the magnetic property of the films.

3. Results and Discussion

Ferromagnetic semiconductor GaMnN thin films have been successfully grown by PA-MOCVD method on p-type *silicon (111)* substrate. EDX measurements clearly demonstrated the existence of the Mn atoms in the GaMnN thin films grown at 650 - 700 °C, depends on the Mn/Ga molar fraction. The higher molar fraction of Mn/Ga flux leads to the higher Mn incorporation into GaMnN thin film. At 625 °C of growth temperature, there is no Mn incorporation into GaN epilayer, because at this low temperature the growth is controlled by kinetics of chemical reactions which are highly depend on the thermal energy occurring at the substrate surface. Meanwhile the thermal energy at this temperature is not high enough to produce chemical reaction needed for Mn incorporation into GaN epilayer.

Hall-van der Pauw method was performed to characterize the transport properties of the films. The measured transport properties can be claimed were from the GaMnN layer only, as any effects originating from the substrate/film interface or elsewhere were suppressed by the semi-insulating GaN buffer layer. Hall-van der Pauw measurement results show that all of the grown films were n-type conductivity. The results due to the formation of group V (nitrogen) vacancies during epitaxy (Overberg, 2001).

Resistivity, carrier concentration and carrier mobility at room temperature resulted in this work are in the range of 1.08×10^{-3} to $1.45 \times 10^{-3} \Omega\text{cm}$, $5.88 \times 10^{19}/\text{cm}^3$ to $4.87 \times 10^{20}/\text{cm}^3$, and 10.4 to 92.3 cm^2/Vs , respectively depend on the Mn concentration. It can be seen that at the same growth temperature (i.e. 650 °C) carrier concentration decreases with increasing Mn concentration, indicating that Mn acts as acceptor and tends to compensate the carrier (electron). This low carrier concentration leads to the high carrier mobility of GaMnN film. At the same growth temperature, it can also be seen that the resistivity of the film increases with increasing Mn concentration (see sample #8.2 and #10.2). This

increasing resistivity due to Mn ions tend to compensate the carrier in the film which in turn reduce the amount of the carrier contributing to the conductivity of the film (Reed, 2003).

Table 1. The electrical properties of GaMnN samples

T_g (°C)	Sample #, [Mn] (%)	Resistivity (cm) $\times 10^{-3}$	Carrier concentration (cm^{-3})	Carrier mobility (cm^2/Vs)
680	#2A 1.60% Mn	1.45	1.03×10^{20}	41.7
700	#2.2 1.63% Mn	1.23	4.87×10^{19}	10.4
650	#8.2 1.28% Mn	1.8	1.01×10^{20}	57.1
650	#10.2 1.76% Mn	1.15	5.88×10^{19}	92.3

The carrier concentration does not only depend on Mn concentration, but also depends on the growth temperature. As the growth temperature is increased, the carrier concentration tends to increase (see sample #2A and #2.2) due to the high growth temperature cause more atomic nitrogen desorb from the film surface (Overberg, et al, 2001).

Resistivity of the films resulted in this work is substantially lower than that reported for MOCVD-grown and MBE-grown as shown in Table 2. This low resistivity is expected to have a contribution to ferromagnetic behavior of GaMnN. In the case of highly insulating GaMnN the Fermi energy is predicted to be located between the Mn energy level and the valence band, lying closer in energy to the Mn energy level, in the absence of conduction band electrons. In this situation ferromagnetic behavior is not expected, since there are no carriers available for spin dependent transport within the Mn energy level. The availability of these electrons within this energy level also allows for the ferromagnetic coupling between the Mn atoms via the double exchange mechanism. As the material becomes more conductive, i.e. as more intrinsic n-type dopants are present, the Fermi energy increases towards the conduction band. This creates a two-fold dependence on the magnetic properties, one

being due to the Mn concentration in the lattice and the other being due to the n -type carrier concentration. A critical Mn concentration is necessary to provide the ferromagnetic coupling between the Mn ions in the host material, and a sufficient n carrier concentration is required for conduction within the Mn $3d$ energy level to facilitate spin polarized transport within the material. This indicates that the magnetic properties are strongly affected by the s - d exchange interaction between the Mn $3d$ shell and s electrons from the conduction band of GaN (Reed, 2003).

Table 2 . The resistivity of GaMnN films reported for different growth method

[Mn] (%)	T_g (°C)	Growth method	Resistivity (.cm)	Researcher
1.28-1.76	650	PA-MOCVD on Si substrate	1.08×10^{-3} - 1.15×10^{-3}	Mulyanti, 2008
1.4 6.4	650	PA-MOCVD on sapphire substrate	0.16 1.18	Mulyanti, 2006
7.0	550-700	MBE	9.5	Lee, <i>et al</i> , 2004
3-10	700-750	MBE	2 - 105	Polyakov, <i>et al</i> , 2002
0.18 0.60	850-1040	MOCVD	0.073-0.107	Reed, 2003
1.2-1.5	900-1050	MOCVD	> 100	Kane, <i>et al</i> , 2005

The magnetic properties at room temperature of grown films were then investigated by means of vibrating sample magnetometer (VSM) at magnetic fields from 0 up to 1 tesla. Clear hysteresis curves were observed indicating that the n -type of wurtzite GaMnN films is ferromagnetic at least up to 300 K. Some paramagnetic aspect might coexist with the ferromagnetic phase. In this case, ferromagnetic property of the GaMnN grown films was originated from exchange interaction mediated by electron instead of hole. Figure 1 shows the magnetization versus magnetic field (M vs. H) at room temperature for the sample #2A with 1.6 % of Mn concentration and grown at 680°C.

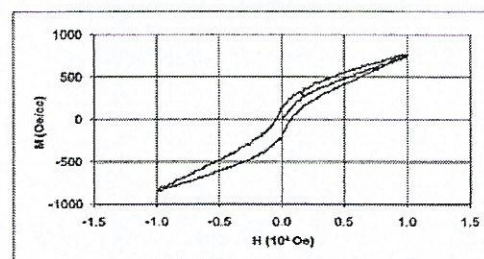


Figure 1 : Room Temperature Hysteresis Curves with Applied Magnetic field in Plane with Film for sample #2A

Table 3. The values of remnant magnetization, saturation magnetization and magnetic coercivity of GaMnN samples

Sample #	Mn concentration (%)	Remnant magnetization M_r (Oe/cm ²)	Saturation magnetization M_s (Oe/cm ²)	Magnetic coercivity H_c (Oe/)
2A	1.60	210	740	300
2.2	1.63	330	720	180
6.2	0.20	90	790	700
8.2	1.28	135	840	610

Remnant magnetization is a measure of the remaining magnetization when the driving field is dropped to zero and coercivity magnetic is a measure of the reverse field needed to drive the magnetization to zero after being saturated. Therefore for device applications, it is favorable to have such material with high remnant magnetization and low coercivity magnetic. A high remnant magnetization expresses non-volatility behavior of the film and low coercivity magnetic in the film expresses the low power needed for device. Sample # 2.2 with 1.63 % and grown at 700 °C shows a highest coercivity magnetic (330 Oe/cm²) and a lowest remnant magnetization (180 Oe).

4. Conclusions

Ferromagnetic semiconductor GaMnN thin films have been successfully grown by PA-MOCVD method on p-type silicon (111) substrate. EDX measurements clearly demonstrated the existence of the Mn atoms in the GaMnN thin

films grown at 650 - 700 °C, depends on the Mn/Ga molar fraction.

Based on measurement of electrical properties, it was found that all GaMnN samples were *n*-type with the values of resistivity, carrier concentration and carrier mobility are in the range of 1.08×10^{-3} to 1.45×10^{-3} cm, 5.88×10^{19} /cm³ to 4.87×10^{20} /cm³, and 10.4 to 92.3 cm²/Vs, respectively. It was also obtained that Mn incorporation in GaN:Mn leads to the decrease in carrier concentration, because Mn acts as acceptor and tends to compensate the carrier (electron). This low carrier concentration leads to the high carrier mobility.

At the same growth temperature, resistivity of the film increases with increasing Mn concentration due to Mn ions tend to compensate the carrier in the film which in turn reduce the amount of the carrier contributing to the conductivity of the film. Resistivity resulted in this work is substantially lower than that reported for MOCVD-grown and MBE-grown. This low resistivity is expected to have a contribution to ferromagnetic behavior of GaMnN

Measurements of magnetization vs. applied magnetic field of all GaMnN samples show hysteresis consistent with the existence of ferromagnetism at room temperature with the remnant magnetization and the coercive magnetic ranging from 90 to 330 Oe/cm³ and 300 to 700 Oe, respectively, depend on the Mn concentration. The highest remnant magnetization and the lowest coercivity magnetic is obtained by the sample which contains Mn concentration of 0.1.63 %. Some paramagnetic aspect might coexist with the ferromagnetic phase. In this case, ferromagnetic property of the GaMnN grown films was originated from exchange interaction mediated by electron instead of hole.

5. References

1. Awschalom, D.D., Loss, D., dan Samarth, N. (Eds.) "*Semiconductor Spintronics and Quantum Computation*", Springer-Verlag Berlin, Germany, vi 2002.
2. Dietl, T., Ohno, H., Matsukura, F., Cibert, J., dan Ferrand, D. "Zener Model Description of Ferromagnetism in Zinc-Blende Magnetic Semiconductors", *Science*, **287**, 1019 1021, 2000
3. Dietl, T. "Ferromagnetic Interactions in Doped Semiconductors and Their Nanostructures" (invited), *Journal of Applied Physics*, **89**, 11, 7437-7442, 2001.
4. Hashimoto, M., Zhou, Y.K., Tampo, H., Kanamura, M., dan Asahi, H. "Magnetic dan Optical Properties of GaMnN Grown by Ammonia-Source Molecular-Beam Epitaxy", *Journal of Crystal Growth*, **252**, 499504, 2003.
5. Kane, M.H., Asghar, A., Vestal, C.R., Strassburg, M., Senawiratne, J., Zhang, Z.J., Dietz, N., Summers, C.J., dan Ferguson, I.T. "Magnetic and Optical Properties of GaMnN Grown by Metalorganic Chemical Vapour Deposition", *Semiconductor Sciences and Technology*, **20**, 1.5-1.9, 2005
6. Korotkov, R.Y., Gregie, J.M., and Wessels, B.W. "Optical Study of GaN:Mn co-doped with Mg Grown by Metalorganic Vapor Phase Epitaxy", *Physica B*, **308310**, 1821, 2001
7. Korotkov, R.Y., Gregie, J.M., dan Wessels, B.W. "Optical Properties of the Deep Mn Acceptor in GaN:Mn", *Applied Physics Letters*, **80**, 10, 1731-1733, 2001
8. Kronik, L., Jain, M., dan Chelikowsky, J.R. "Electronic Structure and Spin Polarization of Mn_xGa_{1-x}N", *Physical Review B*, **6**, 0412031 041234 (R), 2002.
9. Kuwabara, S., Ishii, K., Haneda, S., Kondo, T., dan Munekata, H. "Preparation of Wurtzite GaN-based Magnetic Alloy Semiconductors by Molecular Beam Epitaxy", *Physica E*, **10**, 233-236, 2001.
10. Ohno, H., Shen, A., Matsukura, F., Oiwa, A., Endo, A., Katsumoto, S., dan Iye, Y. "(Ga,Mn)As A New Diluted Magnetic Semiconductor Based on GaAs", *Applied*

- Physics Letters*, 69, 3, 363-365, 1996.
11. Reed, M.L., El-Masry, N.A., Stadelmaier, H.H., Ritums, M.K., Reed, M.J., Parker, C.A., Roberts, J.C., dan Bedair, S.M. "Room Temperature Ferromagnetic Properties of (Ga,Mn)N", *Applied Physics Letter*, **79**, 21, 3473-3475, 2001.
 12. Reed, M.L. "Growth and characterization of Room Temperature Ferromagnetic Mn:GaN and Mn:InGaN for Spintronic Applications", Disertasi Doktor, North Carolina State University, 37-40, 148, 2003
 11. Sasaki, T., Sonoda, S., Yamamoto, Y., Suga, K., Shimizu, S., Kindo, K., dan Hori, H. (2002): Magnetic and Transport Characteristics on High Curie Temperature Ferromagnetic of Mn-doped GaN, *Journal of Applied Physics*, **91**, 10, 7911-7913
 12. Sato, K. dan Katayama-Yoshida, H. (2001): Material Design of GaN-Based Ferromagnetic DMS's, *Japanese Journal of Applied Physics*, **40**, 5B, L485-L487
 13. Shon, Y., Kwon, Y.H., Kim, D.Y., Fan, X., Fu, D., and Kang, T.W. (2001): Magnetic Charactersatic of Mn Ion-Implanted GaN Epilayer, *Japanese Journal of Applied Physics*, Part 1, **40**, 5304-5306
 14. Sonoda, S., Hori, H., Yamamoto, Y., Sasaki, T., Sato, M., Shimizu, S., Suga, K., dan Kindo, K. (2002b): Properties of Ferromagnetic Ga_{1-x}Mn_xN Films Grown by Ammonia-MBE, *IEEE Transaction Magnetics*, **38**, 5, 2859-2862
 15. Szysztko, T., Kamler, G., Strojeka, B., Weisbrod, G., Podsiado, S., Adamowicz, L., Gebicki, W., Szczytko, J., Twardowski, A., dan Sikorski, K. (2001a): Growth of bulk Ga_{1-x}Mn_xN Single Crystals, *Journal of Crystal Growth*, **233**, 631638
 16. Thaler, G.T., Overberg, M.E., Gila, B., Frazier, R., Abernathy, C.R., Pearton, S.J., Lee, J.S., Lee, S.Y., Park, Y.D., Khim, Z.G., Kim, J., dan Ren, F. (2002): Magnetic Properties of n-GaMnN Thin Films, *Applied Physics Letters*, **80**, 21, 3964-3966
 17. Thaler, G.T. (2004): *Development of Gallium Nitride Based DMS For Magneto-optical Applications*, Disertasi Program Doktor, University of Florida, 39-41, 29-59
 18. Theodoropoulou, N. A., Hebard, A. F., Overberg, M. E., Abernathy, C. R., Pearton, S. J., Chu, S. N. G., dan Wilson, R. G. (2001): Magnetic and Structural Properties of Mn-Implanted GaN, *Applied Physics Letters*, **78**, 22, 3475-3477
 19. Zajac, M., Gosk, J., Grzanka, E., Kaminska, M., Twardowski, A., Strojek, B., Szyszko, T., dan Podsiadlo, S. (2003): Possible Origin of Ferromagnetism in (Ga,Mn)N, *Journal of Applied Physics*, **93**, 8, 4715-4717

Prototipe Magnet Ferrit untuk Mengendalikan Akumulasi Tegangan Cuk Konverter dan Meminimisasi Riak Arus Keluaran

Herawati Yusuf¹, Eko Tjipto Rahardjo², Iwa Garniwa³.

^{1,2,3} Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia

Kampus Baru UI Depok, Jabar, 16424, Indonesia

Siti_herawati_aminah@yahoo.com, eko@ee.ui.ac.id² dan iwa@ee.ui.ac.id³

Abstract

All component like in electric or electronic has ripple, Cuk converter has ripple too(the ripple become 50 %). Cuk Converter used in any system who has controller, and could be used as the system need, like in electroplating in gold plating in any else. After change an inductance component in Cuk converter with a couple E core type magnetic material and twisted from the conductance of wire gauge in coil winding could be minimise the out put ripple current about 0.36%. In minimise output ripple current, there are accumulate the output voltage, from magnetic ferrit material source, air gap, voltage source, geometri magnetic material and the twisted coil winding. The voltage could be accumulate about more than three times with the resistance load, and could be accumulate two times with RLC or dc machine load.

Key word : *Acouple E type ferrit magnetic, geometric magnetic, Cuk converter, the accumulate voltage and the minimise ripple current.*

Abstrak

Komponen elektronik dan elektrik mempunyai riak, begitu juga dengan Cuk konverter (riaknya hingga mencapai 50%), Cuk konverter selalu digunakan pada semua sistem yang dapat dikendalikan sesuai dengan keinginan, misalnya pada proses pelapisan emas dan lainnya. Setelah menggantikan komponen induktans pada Cuk konverter dengan inti magnet dan kumparannya ditwisted sehingga mampu meminimisasi riak arus keluaran 0,36%.

Akibat minimisasi riak maka terjadi akumulasi energi dari sumber magnet, bahan magnet ferrit, geometri, celah udara, kumparan. Tegangan membesar tiga kali kondisi dibebani tahanan R. Pembesaran tegangan dua kali bila dibebani motor DC.

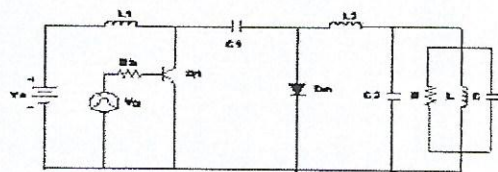
Kata kunci : *dua pasang inti type E, magnet ferrit, Cuk konverter, sumber tegangan dc, akumulasi tegangan dan riak arus keluaran.*

1. Pendahuluan

Dalam era krisis energi, modifikasi Cuk converter mampu meredam riak arus keluaran, ternyata mampu menaikkan tegangan, menaikkan tegangan sebagai pembangkit energi alternatif.

Chopper up boost konverter yang dipergunakan pada pembebanan tahanan murni dengan masukan energy listrik dc dari sumber ac yang disearahkan, yang kemudian peneliti modifikasi induktans pada Cuk konverter dengan rangkaian magnet sehingga mampu meminimisasi riak arus keluaran, ketika dibebani modifikasi

RLC. beban lampu dan motor dc maka riak arus keluaran membesar [1] lihat Gambar 1, dengan membesarnya riak maka perlu memperhitungkan riak arus keluaran dengan sepasang inti ferrit E dengan enam celah udara.



Gambar 1 : Cuk konverter dengan beban RLC dan lampu.

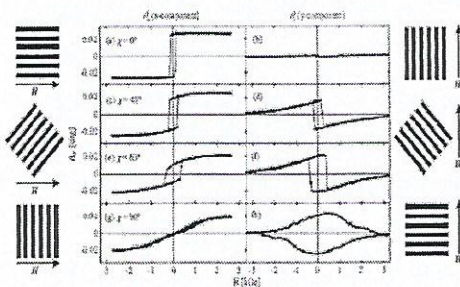
Dengan menggunakan inti magnet permanent, geometri inti magnet permanent, celah udara, kumparan magnet, energy dapat dikendalikan dan mudah dirubah sesuai dengan yang dibutuhkan system[1].

Dapat mengikuti perubahan beban dengan meminimisasi riak arus keluaran 0,36%[2,3], riak arus keluaran dikecilkan maka efisiensi kerja menjadi 98 % sehingga modifikasi Cuk converter dapat berfungsi sebagai alat penghemat energi.

Konep Cuk konverter dapat dikembangkan menjadi kapasitas yang besar dengan mengganti geometri dari bahan magnet, celah udara, jenis bahan magnet sehingga Cuk konverter dapat dibuat sekecil mungkin dengan kemampuan yang sangat besar, sesuai dengan perkembangan nano teknologi[4,5]

Pada pembuatan prototype meneliti pengecilan riak arus mengecilkan riak arus keluaran.

Dalam pembuatan prototype ini menggunakan empat buah inti E berbahan Ferrit diberi sumber tegangan DC [1], sumber tegangan dc 9 volt yang berasal dari sumber tegangan yang disearahkan sumber ac. Akumulasi gerak gaya listrik terjadi pada kumparan, celah udara, bahan magnet. Dengan metode pendekatan bahan magnet sebagai rangkaian listrik gyrator kapasitor sebagai lumped bersifat tidak ada rugi rugi atau losses [2]. gyrator pada sisi primer sebagai tegangan yang dikendalikan i VCCS.[5] sisi skunder arus arus negendalikan sumber tegangan skunder sebagai CVCS. Pendekatan rangkaian magnet ke rangkaian listrik[4].

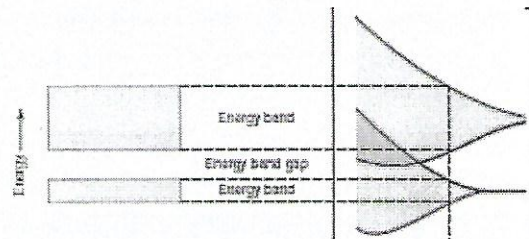


Gambar 2 : Pasangan celah udara yang mampu memperkecil rugi-rugi sehingga kurva Hysteresis dan Eddi current makin menipis[4].

2. Energi magnet

Pada Gambar 2. dibawah ini menunjukkan kombinasi celah udara yang mampu meredam rugi rugi arus keluaran, kombinasi vertikal dengan horizontal dengan sudut [4]

Pada gambar pita magnet [5], sebagian konduktor yang dekat dengan celah udara mempunyai sifat konduktivitas yang menumpuk sehingga membutuhkan lebar celah yang sama dengan duty cycle sehingga energy yang dibangkitkan pada celah udara akan melebihi 2 elektron volt seperti Gambar 3. dibawah ini.



Gambar 3 : Konduktivitas efektif pada pita konduksi magnet [5].

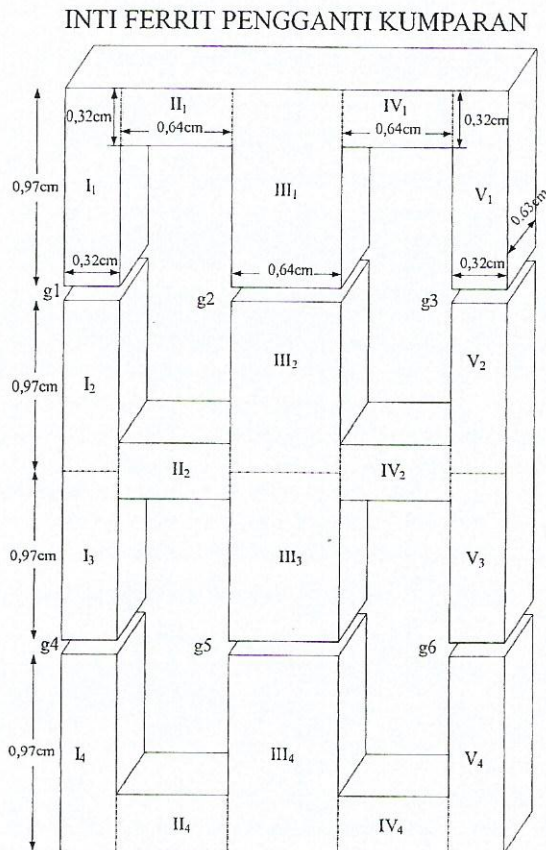
$$E_g = -2k \frac{\Delta \ln p}{\Delta T \left(\frac{1}{T} \right)} = -2k \frac{\Delta \ln n}{\Delta \left(\frac{1}{T} \right)}$$

Pada Gambar 3. Pita magnet mampu membangkitkan kerapatan fluks magnet sesuai dengan bahan magnetnya, lebar pita ini ditentukan besar duty cycle sehingga besar gerak gaya listrik pada celah udara dapat dihitung dari persamaan diatas.

System yang bekerja secara otomatis memerlukan kualitas energy yang baik, hampir semua komponen pasif maupun aktif memiliki riak, komponent aktif dan pasif. Mempunyai sifat parasitic, sehingga riak arus keluaran semakin besar.

Cuk konverter memiliki riak arus keluaran lebih dari 50%, untuk memperkecil riak arus keluaran digunakan dua pasang inti type E berbahan magnet dengan enam buah celah. Bahan magnet ferrit membangkitkan tegangan dc yang mantap[1]. Tegangan DC diperoleh dari bahan

magnet ferrit, dengan enam celah udara seperti Gambar 4.

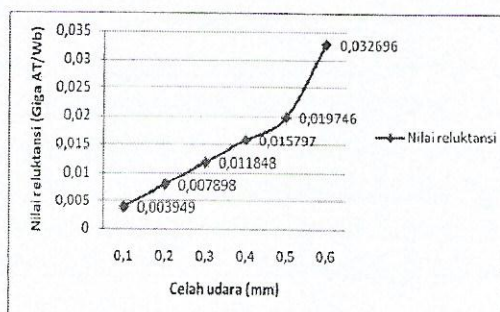


Gambar 4 : Inti magnet Ferit dengan dua pasang inti tipe E dan enam celah udara.

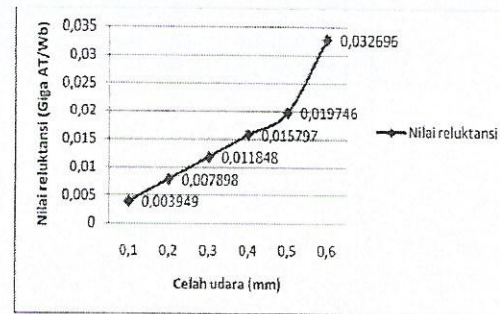
Dari Gambar 4. dua pasang inti magnet ferrit dengan enam celah udara yang menggantikan sebuah induktor Cuk converter

Dari geometri Gambar 4. diperoleh beberapa parameter baru seperti reluktansi kapasitansi, yang selalu berubah pada celah udara seperti Gambar 5,

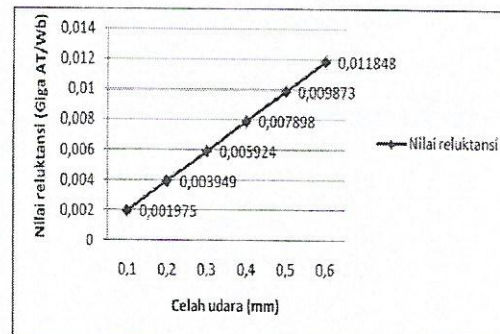
(a)



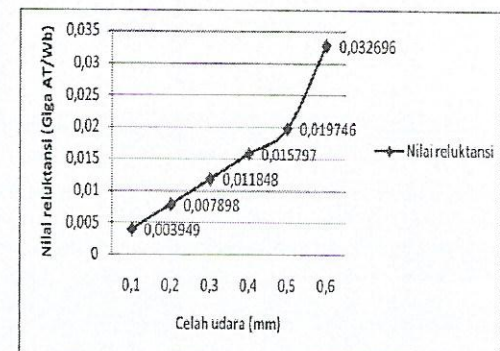
(b)



(c)

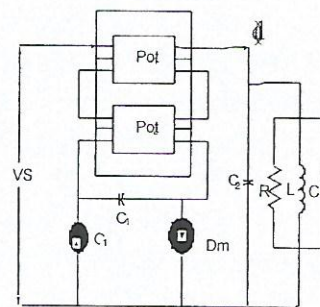


(d)



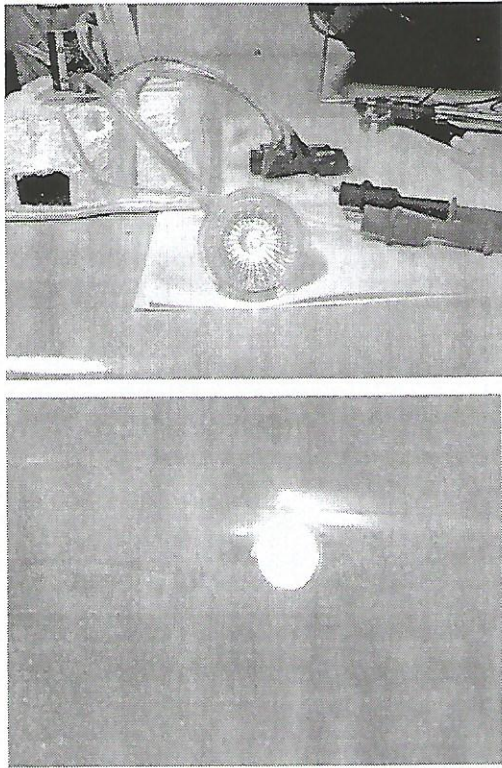
Gambar 5 : a, b, c, d. Merupakan hasil perhitungan bahan magnet.

Setelah diperoleh beberapa parameter. Lakukan integrasi pada disimulasikan dilakukan ternyata pendekatan kapasitansi 6 {5}.

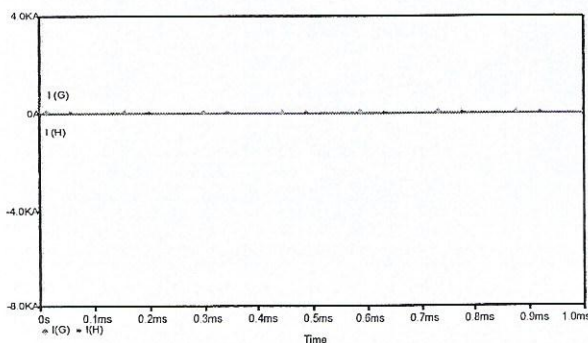
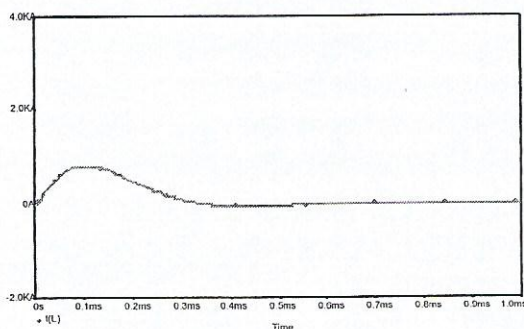


Gambar 6 : Cuk konverter dengan modifikasi inti magnet permanen.

3. Pengujian prototype dan simulasi



Dari hasil simulasi diperoleh riak sebesar 0,36 % pada kondisi berbeban RLC dan beban R seperti :
Pada gambar prototype.



4. Kesimpulan

Effisiensi transformator frekuensi tinggi inti transformator, dimana untuk jari jari kawat belitan $r = 2,25 \cdot 10^{-4}$ m, meningkat dari 2,8 % menjadi 98,32 %, untuk jari jari kawat belitan $r = 4,50 \cdot 10^{-4}$ m, effisiensi meningkat dari 3,9 % menjadi 99,54 %, dan untuk jari jari $r = 6,75 \cdot 10^{-4}$ m, effisiensi meningkat dari 4,4 % menjadi 99,83 %.

Tegangan masukan 9 V, tegangan keluaran 24 Volt.

5. Pustaka

1. Roach", IEEE Transaction On Power Electronics, Vol. 8, No. 2, April 1993.
2. Hj. Herawati A, Ir. MT, Thesis, "Perancangan konverter Cuk Slobodan Akumulasi Energi Dengan Metoda Pendekatan Rangkaian Magnet Gyrator Kapasitor untuk meminimisasi Arus Riak".
3. H. M. Schlicke, Dr.-ing., "Essentials of Dielectromagnetic Engineering", John Wiley & Sons, Inc, New York, London 1961
4. Emil Roduner," Nano scopic material size-dependent Phenon, Rod 2008.
5. A.V.Narlikar (Ed.)," Frontier in magnetic materials"
6. W. Lotfi, Pawel M. Gradzki and Fred C. Lee, "Proximity effect in coil for high frekuensi power application", IEEE Transaction on Magnetic, Vol 28, No. 5, September 1992
7. Jawad Faiz, B. Abed-Ashtiani, and M. R. Byat, "Lumped Complete Equivalent Circuit of a Coreless High-Frequency Transformer", IEEE Transaction On Magnetic, Vol
8. David C. Hamil, "Lumped Equivalent Circuit Of Magnet

Rancang Bangun Interfacing Universal I/O RS232 Menggunakan Mikrokontroler

Kristian Ismail¹⁾, Aam Muharam²⁾, Amin³⁾, Syamsu Ismail⁴⁾

P2 Telimek^{1,2,3)}, P2 ET⁴⁾

Komplek LIPI, Jl Cisitu No.21/154D, Bandung 40135 Indonesia

kris005@lipi.go.id, aam.muhamam@lipi.go.id, ismail@ppet.lipi.go.id

Abstrak

Perkembangan komputer baik software maupun hardware tidak hanya pada pengolahan dan manipulasi data saja, namun pengontrolan berbagai peralatan diluar perangkat komputer seperti mengontrol arah putaran dan kecepatan motor; menyalakan/mematikan lampu, membunyikan buzzer dan lain sebagainya. Penggunaan komputer seperti yang telah disebutkan sebelumnya menunjukan bahwa peran komputer adalah sebagai perpanjangan tangan manusia yang dapat menjalankan apa yang dikehendaki oleh pemrogramnya. Agar komputer tersebut mampu untuk melakukan hal-hal tersebut diperlukan jembatan antar muka (interface) dari komputer ke actuator. Interface dapat dibangun dari sebuah mikrokontroler ATMEL yang digabungkan MAX232 sehingga dapat diintegrasikan dengan perangkat komputer melalui port RS232. Pada tulisan ini akan dibahas bagaimana merancang hardware dan software (assembler) untuk interface dan juga contoh penggunaan interface tersebut secara hardware dan software pada sebuah perangkat komputer yang dibangun dengan bahasa basic.

Kata kunci: interface, mikrokontroler, RS232, assembler

Abstract

Software and hardware computer developing not only at data processing and manipulating but also develop for controlling equipment outside the computer it self such controlling rotation motor direction, controlling on/off lamp and buzzer etc. with that fact showing that computer is human helper who can done what programmer execute. Computer need bridge to deal with actuator and the bridge its call interface. Interface build using microcontroller ATMEL combine with Max 232. Max 232 is component to communicate with port 232 at the computer. In this paper will discuses how design hardware and software (assembler) at a computer will build in basic language.

Keyword : interface, microcontroller, RS232, assembler

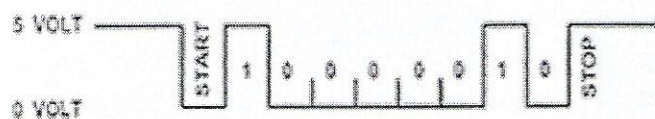
1. Pendahuluan

Dalam membangun suatu sistem otomatis dari peralatan-peralatan yang harus terhubung ke perangkat komputer diperlukan tiga komponen utama, yaitu sistem pengontrol digital (perangkat komputer), sistem peralatan analog (actuator) dan sebuah jembatan antar muka (interface). sistem pengontrol digital merupakan otak dari seluruh sistem otomatis yang dapat berperan menggantikan sistem kontrol manual yang menggunakan switch mekanik yang diatur secara manual. Selain itu sistem kontrol secara digital dapat memonitor kondisi sistem analog yang dikontrol. Sistem peralatan analog merupakan bagian dari peralatan analog yang aktivitasnya dikontrol oleh sistem pengontrol digital melalui

sistem interface. Sistem peralatan analog dapat berupa lampu pijar 220 volt, motor AC, buzzer, bahkan sampai ke peralatan industri yang menggunakan arus besar. Jembatan antar muka (interface) merupakan sebuah perantara dari sistem pengontrol digital (perangkat komputer) ke sistem peralatan analog (actuator). Interface tersebut terdiri dari dua komponen utama yaitu sebuah mikrokontroler yang didalamnya terdapat program yang dibangun dengan bahasa assembler yang menterjemahkan keinginan komputer kedalam sinyal-sinyal keluaran yang diberikan ke aktuator, komponen kedua pada interface adalah komponen MAX232. komponen ini bertugas sebagai penerima pesan dari port RS232 komputer yang kemudian pesan tersebut akan disampaikan ke mikrokontroler.

2. Serial port komputer

Ada 2 macam cara komunikasi data serial yaitu Sinkron dan Asinkron. Pada komunikasi data serial sinkron, clock dikirimkan bersama sama dengan data serial, tetapi clock tersebut dibangkitkan sendiri-sendiri baik pada sisi pengirim maupun penerima. Sedangkan pada komunikasi serial asinkron tidak diperlukan clock karena data dikirimkan dengan kecepatan tertentu yang sama baik pada pengirim/penerima. Komunikasi data serial ini dikerjakan oleh UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter). IC UART dibuat khusus untuk mengubah data paralel menjadi data serial dan menerima data serial yang kemudian dirubah lagi menjadi data paralel. Pada UART, kecepatan pengiriman data (atau yang sering disebut dengan Baud Rate) dan fase clock pada sisi pengirim dan sisi penerima harus sinkron. Untuk itu diperlukan sinkronisasi antara pengirim dan penerima. Hal ini dilakukan oleh bit "Start" dan bit "Stop". Ketika saluran transmisi dalam keadaan idle, keluaran UART adalah dalam keadaan logika "1". Ketika pengirim ingin mengirimkan data, output UART akan diset dulu ke logika "0" untuk waktu satu bit. Sinyal ini pada penerima akan dikenali sebagai sinyal "Start" yang digunakan untuk men-sinkronkan fase clocknya sehingga sama dengan fase clock pengirim. Selanjutnya data akan dikirimkan secara serial dari bit yang paling rendah (bit0) sampai bit tertinggi. Tahapan berikutnya akan dikirimkan sinyal "Stop" sebagai akhir dari pengiriman data serial. Sebagai contoh misalnya akan dikirimkan data huruf "A" dalam format ASCII (atau sama dengan 41 heksa atau 0100 0001).

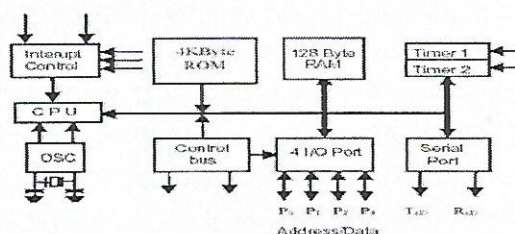


Gambar 1 : Pengiriman huruf ASCII "A" pada komunikasi serial

Kecepatan transmisi (baud rate) dapat dipilih bebas dalam rentang tertentu. Baud rate yang umum dipakai adalah 110, 135, 150, 300, 600, 1200, 2400, dan 9600 (bit/detik). Dalam komunikasi data serial, baud rate dari kedua alat yang berhubungan harus diatur pada kecepatan yang sama. Selanjutnya harus ditentukan panjang data (6,7 atau 8 bit), paritas (genap, ganjil, atau tanpa paritas), dan jumlah bit "Stop" (1, 1 ½, atau 2 bit).

3. Mikrokontroller

Mikrokontroler merupakan suatu terobosan dalam teknologi mikroprosesor dan mikrokomputer. Berbeda dengan komputer, mikrokontroler hanya bisa digunakan untuk menangani suatu aplikasi tertentu. Perbedaan lain terletak pada perbandingan RAM dan ROM. Komputer mempunyai RAM dan ROM yang besar, tetapi pada mikrokontroler sangat terbatas. ROM digunakan oleh mikrokontroler untuk menyimpan program sedangkan RAM digunakan untuk menyimpan data sementara. Mikrokontroler terdiri dari ALU (Arithmetic and Logical Unit), CU (Control Unit), PC (Program Counter), SP (Stack Pointer), register-register, sebuah rangkaian pewaktu dan rangkaian penyela (interrupt). Mikrokontroler juga dilengkapi dengan beberapa piranti pendukung lainseperti ROM (Read Only Memory), RAM (Random Access Memory), dekoder, port komunikasi input/output serial dan atau paralel, juga beberapa tambahan khusus seperti interrupt handler dan timer/counter.



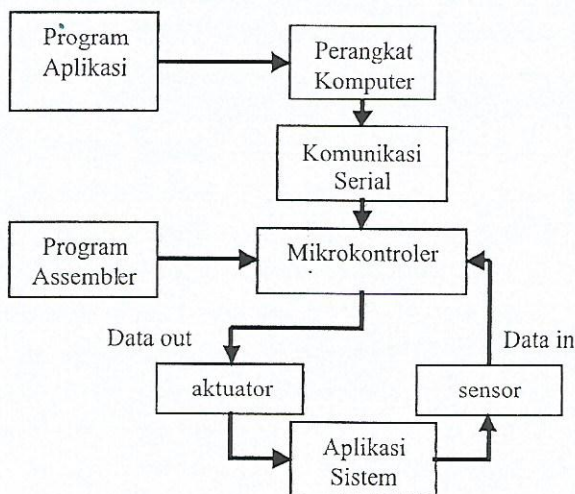
Gambar 2 : Diagram blok Mikrokontroler.

Mikrokontroler juga dilengkapi port serial yang berfungsi untuk mengirim data dalam format

serial. Untuk menghubungkan mikrokontroler dengan perangkat komputer melalui port serial, level TTL harus diubah menjadi level RS232. Untuk keperluan ini dapat digunakan IC MAX232. Port serial dalam mikrokontroler memiliki sifat full duplex, yang berarti dapat mengirim dan menerima data secara bersamaan. Register penerima dan pengirim pada port serial diakses pada SBUF (Serial Buffer). Register pengontrol kerja port ini adalah SCON (Serial Control).

4. Perancangan Interfacing dengan Mikrokontroler

Data yang dibangkitkan oleh sistem pengontrol digital biasanya tidak ditransmisikan dalam bentuk aslinya. Sebuah transmitter selain mengirim juga berfungsi untuk memodulasi sinyal. Penerima mempunyai fungsi kebalikan dari sebuah transmitter, yaitu menerima sinyal yang dikirim dan melakukan demodulasi terhadap sinyal sehingga dapat dimengerti oleh tujuan. Tujuan berfungsi mengolah data yang diterima. Tujuan juga berfungsi melakukan pemeriksaan kesalahan. Ketika sebuah mikrokontroler berkomunikasi keluar atau dengan mikrokontroler lain, data dikirim dalam ukuran byte per byte. Pada beberapa sistem 8-bit data komunikasi serial, jalur data yang dibutuhkan hanya satu, dimana data dikirim secara diskrit, berurut, disertai



Gambar 3 : Blok diagram Perancangan sistem

beberapa bit tambahan. Secara umum, rangkaian pengendali dirancang seperti yang dapat dilihat pada Gambar 3.

5. Pemrograman Assembler untuk Mikrokontroler

Sebelum digunakan sebagai interface mikrokontroler harus diisi dengan program yang dibangun dengan bahasa assembler. Dimana deskripsi dari pemrograman tersebut adalah sebagai berikut:

1. Membaca apakah ada interupsi dari port serial

SERI_INT:

```

INC     R7
JB RI, YA
CLR TI
RETI

```

2. Membaca karakter yang diterima dari port serial
3. Inisialisasi karakter yang diterima Data in atau data out (karakter 254 adalah data out untuk port 0, karakter 253 adalah data out untuk port 1, dan karakter 252 adalah data in untuk port 2)

```

CJNE A,#0FEH,CEK2
MOV  INITPORT,A
MOV  R7,#1
CLR  RI
RETI

```

```

CEK2: CJNE A,#0FDH,CEK3
MOV  INITPORT,A
MOV  R7,#1
CLR  RI
RETI

```

```

CEK3: CJNE A,#0FCH,OKEH
CLR  RI
MOV  A,P0
KERETI

```

4. Simpan data inisialisasi pada alamat memori R1

```

CJNE R1,#1,ISIDATA
MOV  A,SBUF
MOV  INITPORT,A

```


6. Pemrograman pada Aplikasi Perangkat Komputer

Pada tulisan ini aplikasi pada perangkat komputer dilakukan dalam bahasa basic (aplikasi tidak mutlak harus menggunakan bahasa basic, dengan kata lain dapat pula digunakan bahasa pemrograman yang lain), dimana akan dicontohkan suatu kontroler dengan aktuatur rangkaian relay dan sensor dari feedback pensaklaran relay tersebut. Pemrograman aplikasi ini dibagi menjadi dua subprogram yaitu sub pembacaan data dan sub pengiriman data. Pengolahan/pemrosesan data dapat dilakukan bersama-sama namun tetap lalu-lintas dari port serial tidak dapat dilakukan secara bersamaan. Dimana deskripsi dari pemrograman tersebut adalah sebagai berikut:

- a. Sub program pembacaan data :
 1. Kirim karakter inisialisasi 252 melalui port serial
 2. Baca data yang masuk
 3. Masukkan data pada buffer (data masuk masih dalam bentuk karakter)
 4. Rubah data yang masuk kedalam Numerik
 5. Agar data dapat ditampilkan secara satu persatu maka numerik harus berbentuk biner
 6. Tambahkan animasi dengan spesifikasi : jika "0" lampu mati dan jika "1" lampu menyala
- b. Sub program pengiriman Data
 1. Kirim karakter inisialisasi 253 untuk port 1 dan karakter 254 untuk port 0 melalui port serial
 2. Berikan delay untuk memberi kesempatan mikrokontroler menyimpan karakter inisialisasi (dalam orde mili detik)
 3. Kirim data dalam desimal melalui port serial (karena tiap port adalah 8 bit maka angkanya dari 0 hingga 255)

7. Kesimpulan

1. Perkembangan komputer baik software maupun hardware yang mengarah pada pengontrolan berbagai peralatan diluar perangkat komputer diperlukan jembatan antar muka (interface) dari komputer ke aktuatur.
2. Interface dapat dibangun dari sebuah mikrokontroler ATMEL yang digabungkan MAX232 sehingga dapat diintegrasikan dengan perangkat komputer melalui port RS232.
3. Program yang dibangun pada interface mikrokontroler menggunakan metode loop berputar dimana mikrokontroler dibuat selalu membaca apakah ada interupsi jika tidak baca lagi demikian seterusnya.
4. Mikrokontroler memiliki empat port, satu port untuk komunikasi serial dan tiga port untuk aplikasi. Penggunaan tiap port aplikasi dilakukan dengan memberikan inisialisasi tiap portnya.

8. Daftar Pustaka

1. Prasetia R, Widodo C. E.; "Interfacing Port Parallel dan Port Serial Komputer dengan Visual Basic 6.0", *Penerbit Andi Yogyakarta*. 2004.
2. Budi Hidayat , Lingga Hermanto, "Rancang Bangun Sistem Kembangan Berbasis mikrokontroler AT89s5x Untuk Aplikasi Sistem Kontrol", *Proceeding, Seminar Ilmiah Nasional Komputer dan Sistem Intelijen hal 430-435*; Universitas Gunadarma, Depok, 20-21 Agustus 2008.
3. I Nyoman P S, Wiharta D M, Supranartha A, "Perancangan dan Pembuatan Sistem Kontrol dengan Memanfaatkan Layanan Sms Telepon Selular Berbasis Mikrokontroler At89c51", *Teknologi Elektro Vol.4 No.2 hal22-27, Desember 2005*.

Roll-Wired Bowtie Antenna

Y. Wahyu¹, A. Kurniawan², Sugihartono², and A. A. Lestari³

¹Research Center for Electronics and Telecommunication-LIPI, Indonesia

²School of Electrical Engineering and Informatics, Bandung Institute of Technology, Indonesia

³IRCTR, Delft University of Technology-Indonesia Branch, Indonesia

¹yuyu@ppet.lipi.go.id

Abstract

Ground penetrating radar antenna that respect with input impedance changes has been designed and fabricated. Work frequency used is 600 MHz. Ground penetrating radar antenna that respect with input impedance is an integration of 8 rolled dipole antennas that made in bow-tie antenna shape. Rolled dipole antenna is dipole antenna that made by rolling the wire which is functioned as resistive loading to reduce the dimension by a factor of 4. Rolled dipole antenna simulation result shows that the influence of the rolled part of wire on transmit waveforms is noticeable only in the near-field region. Measurement result also shows that the antenna exhibit no high-Q resonance due to the employed resistive loading. The method that used to obtain the GPR antenna that respect with input impedance is by varying flare angle of bow-tie antenna. Measurement result of GPR antenna that respect with input impedance shows that decrement of flare angle will increase the input impedance.

Keyword : GPR, rolled dipole antenna, bow-tie antenna, input impedance

1. Introduction

Ground Penetrating Radar (GPR) is a tool used for the detection of objects that are under the ground with a certain depth level using radio waves, typically in the range of 10 MHz to 1GHz. GPR can be used to map the geological conditions that include depth of bedrock, the depth of the water schemes under the soil surface, depth and thickness of soil and sediments on land and below the water surface, and the location of cavities below the ground surface and bedrock fracture. Other applications include use to determine the existence of such pipes, drums, tanks, cables, and large rocks, mapping of land and boundaries of water channels, and conduct archaeological research.

The problems most frequently encountered when investigating things under the ground using GPR antenna is a change in elevation of the antenna to the ground and dielectric materials ground. This can cause GPR antenna impedance can vary, so it can affect the results of investigations in the field. Therefore, it needs an

antenna that can be adaptive to changes in input impedance.

To overcome the above problems of the research conducted by GPR antenna design and realization adaptive GPR antenna to changes in input impedance. One way to set the input impedance is by changing the flare angle of the antenna wire bow-tie[2]. With this research is expected to facilitate the implementation of the investigation of things under the ground and get accurate results.

2. Rolled Dipole Antenna

The first stage of what we did in this study is rolled dipole antenna design. The antenna is designed for the monocyclus pulse excitation with low frequency suitable for GPR applications low resolution[3][4]. Because of the low frequency antenna will be a long dimension that is not effective for use in the field, therefore in this study we tried to minimize the dimensions of the antenna wire by rolling.

Rolled dipole antenna geometry which has

used the technique shown in Figure 1. Overall length of wire for the 600 MHz frequency is 98 cm and with a roll of wire as shown in figure 1 the antenna length is reduced to produce the antenna length is only 25 cm. Wire solution starting from 6.7 cm from the feed point for a resistive load with a resistor based on the Wu-King profile [5]. In each of the dipole arms, we use 65 resistors with a separation distance of 1 cm. The amount of this resistor should be sufficient for the proper implementation of the Wu-King profile.

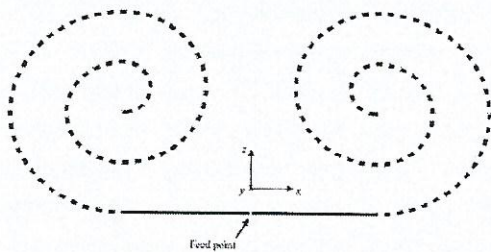


Figure 1 : *Rolled dipole* Antenna Geometry

To determine the performance of dipole antennas first rolled performed simulations in order to know the results as expected or not. Simulations performed using FDTD and NEC program. Excitation pulse shapes used in the simulation shown in Figure 2.

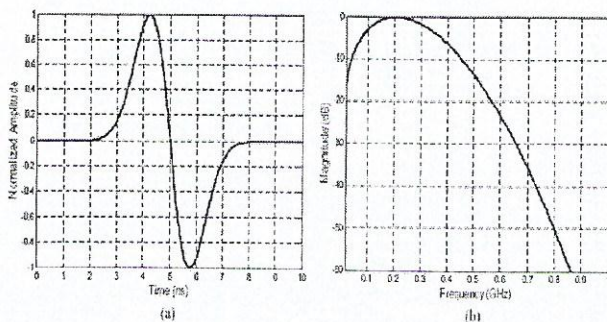


Figure 2 : Monocyclepulse excitation;
a). Wave shape, b). spectrum

Which has been designed antenna printed on single-layer PCB board, in this study we use FR4. Antenna geometry which has been printed on FR4 shown in Figure 3.

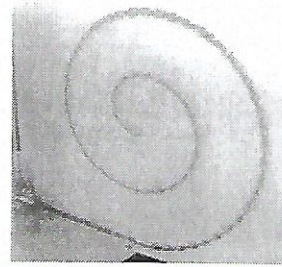
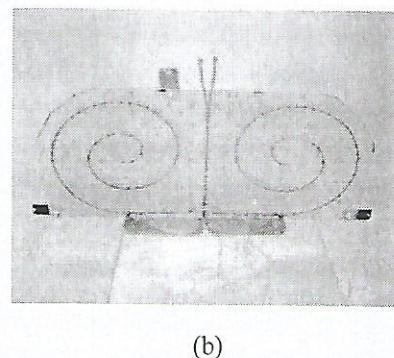


Figure 3 : Geometry of the antenna is printed on FR4

The method used in the measurement of rolled dipole antenna is fed antenna using a semi-rigid cable (TSR) as shown in Figure 4. TSR cable consists of 2 semi-rigid cables separately adjacent to each other and soldered completely, producing a balanced transmission line with characteristic impedance of 100 ohms. Each end of the cable is connected to the channel TSR GPR 50 ohm different [1].



(b)

Figure 4 : Rolled dipole antenna measured

After a measurement of rolled dipole antenna and the measurement results in accordance with the desired specifications, then the next step is to get the roll-wired bowtie antenna is adaptive to changes in input impedance. This antenna consists of a number of rolled dipole antennas made in the form of roll wired bowtie antenna. that will bow tie made of rolled 8 dipole antenna on each side. To connect with feed line switches are added at each end of the rolled dipole antenna. Feed line made using the same PCB. The geometry roll-wired bow-tie antenna shown in image 5-7.

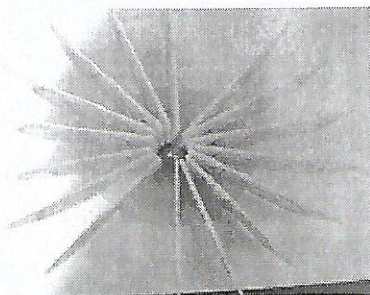


Figure 5 : GPR antenna rolle-wired bow-tie seen from above.

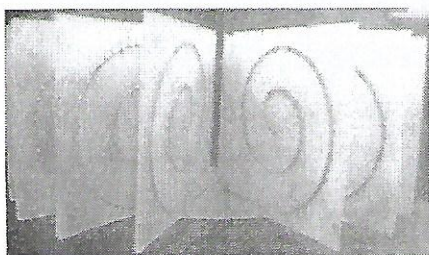


Figure 6 : GPR antenna rolled wire bow-tie viewed from the front

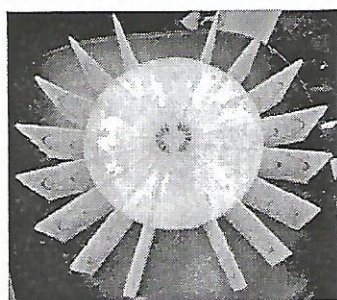


Figure 7 : GPR antenna rolled wire bow-tie viewed from below.

GPR antenna measurements roll-wired bow-tie is done by using the Network Analyzer by using the input impedance measurement system as shown in picture 8.

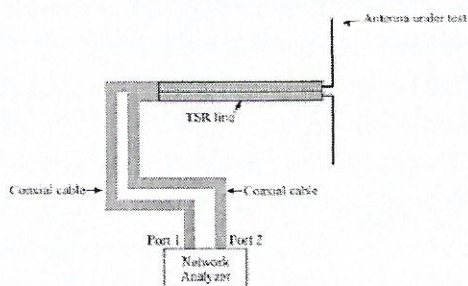


Figure 8 : Input Impedance Measurement System with Semi-Rigid Twin cable (TSR)

Tip of the TSR cable connected to the AUT (Antenna Under Test) while the other end is connected with 50 ohm coax cable to the port-1 and port 2 of VNA (Vector Network Analyzer). S11 and S12 parameters of the two port VNA measured and then processed using software post-processing using Matlab.

3. Results and Discussion

Simulation results rolled dipole antenna shown in the figure 9 below.

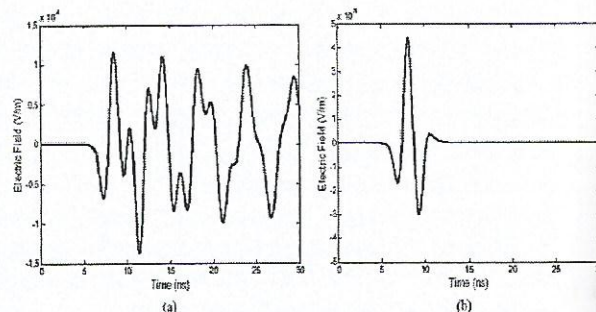


Figure 9 : Transmit waves near field of dipole antennas rolled in free space: (a). without loading, (b).with loading (Wu-King profile).

Observation point at a distance of 50 cm from the beam antenna

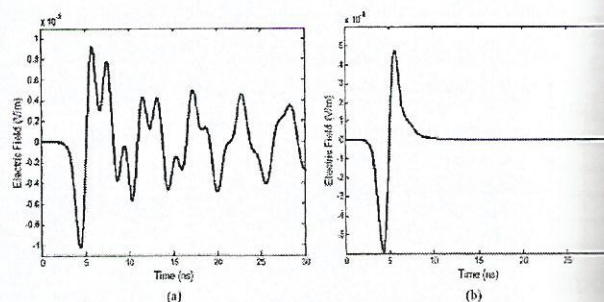


Figure 10 : Transmit waves far field of dipole antennas rolled in free space: (a). without loading, (b).with loading (Wu-King profile).

Observation point at a distance of 5 m from the beam antenna

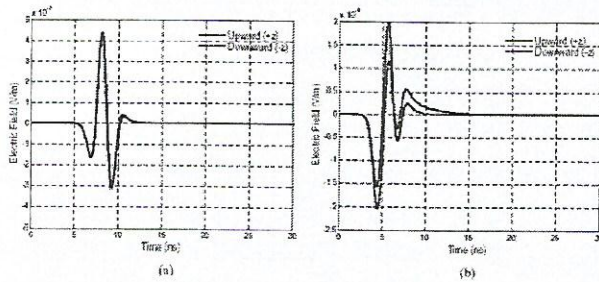


Figure 11 : Wave transmits from rolled dipole antenna in the direction of transmitting (a), the far field, (b) near field

Can be seen that when the antenna is not loaded with the wave is dominated by internal reflection, just as expected. We note that the field area near the first reflection from the end of the antenna (antenna end) is clearly separated from the main pulse is radiated from the feed point. When added resistive loading with Wu-King profile, as shown in 9 (b) where the reflections are eliminated, leaving only the main pulse. In the far-field region the main pulse and first reflection end is no longer separated as shown in figure 10 (a). When added resistive loading with Wu-King profile, the internal reflection is also eliminated, staying with the main pulse of the triplet as indicated in the figure 10 (b). At 11 we show the image that the influence of the wire that transmits the waves rolled on the field is only visible close. Input impedance measurements of rolled dipole antenna shown in the picture 12. Can be seen that the antenna does not have a high Q resonance due to the addition of resistive loading.

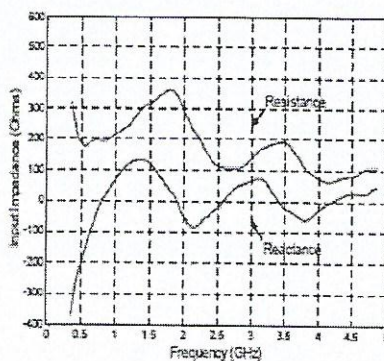


Figure 12 : Input impedance measurements rolled dipole antenna..

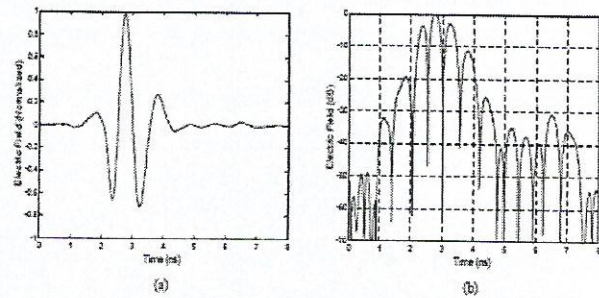
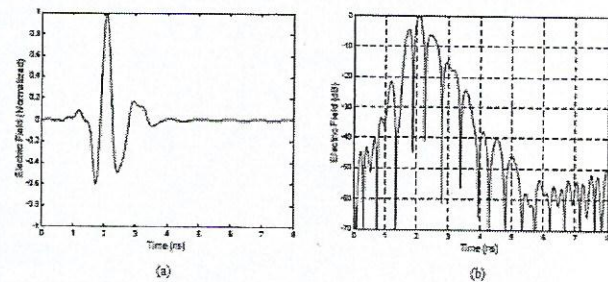


Figure 13 : Pulse excitation 1.6 ns with center

frequency around 600 MHz, (a). measurement transmit far-field waves rolled dipole antenna in the time domain, (b). measurement transmit far-field waves rolled dipole antenna in the frequency domain.

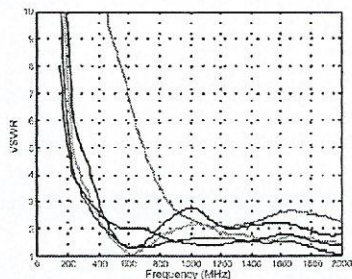


Gambar 14 : pulsa eksitasi 0.8 ns dengan frekuensi tengah sekitar 600 Ghz, (a). pengukuran gelombang transmit medan jauh antenna *rolled dipole*, (b). Pengukuran gelombang transmit far-field antenna *rolled dipole* dalam dB.

In the picture 13 (a) show the results of the far-field wave measurements are transmitted to the antenna beam direction when excited with 1.6 ns monocycle pulse. Furthermore, can be seen too clearly the level of the late-time ringing in the figure 13 (b), there is shown that the ringing antenna is smaller than -30dB.

In the picture 14 (a) show the results of the far-field measurements of waves transmitted in the direction of the antenna beam when excited with 0.8 ns monocycle pulse (center frequency of 1 GHz) which is suitable for high-resolution GPR applications. Can be seen that the obtained late-time ringing is less than -40db. GPR antenna

measurements roll-wired bow-tie is adaptive to the input impedance is described in the figure 15-21.



Gambar 15 : Hubungan Frekuensi dengan VSWR

Figure 15 shows the relationship with the VSWR frequency that works effectively from the frequency of 400 MHz-2000 MHz for VSWR of about 2 down on the corner of a large flare. For the flare angle 0 degrees (green graph) has the highest VSWR, it is because in these conditions there is no antenna or open condition that should be worth more than this (because there is a leak in the antenna switch). In the 600 MHz frequency VSWR has the smallest value for this antenna resonates at a frequency of 600 MHz

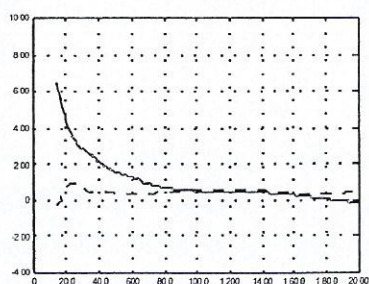


Figure 16 : Input impedance at 0 degree angle flare

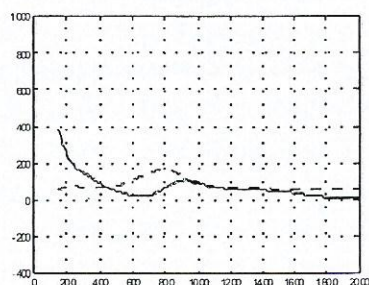


Figure 17 : Input impedance at 20 degree angle flare

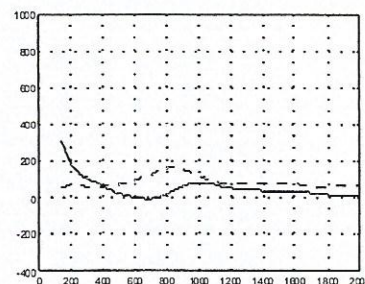


Figure 18 : Input impedance at 60 degree angle flare

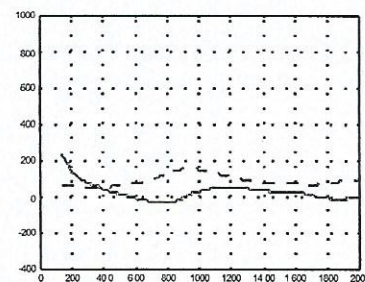


Figure 19 : Input impedance at 100 degree angle flare

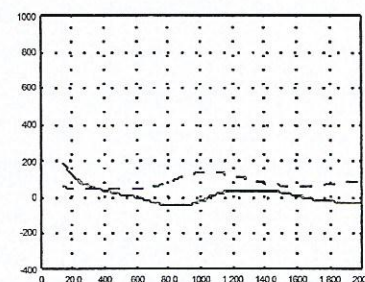


Figure 20 : Input impedance at 140 degree angle flare

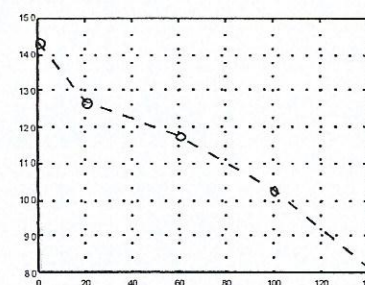


Figure 21 : Input impedance with flare angle

Figure 21 is a graph plotted from the figures 16-20 that resulted input impedance against flare angle in which the value decreases between the input impedance of about 130 ohms to 80 ohms for an ascending flare angle between 20 to 140

degrees. In other words decreasing flare angle will increase the input impedance. Based on the measurement results can be concluded that rolled dipole antenna for GPR can function as an adaptive GPR antenna to the input impedance. Input impedance changes caused by changes in elevation of the ground GPR antenna can be adapted to the flare angle changes. GPR antenna elevation of the land that causes the impedance the greater the greater the input, to the impedance matching should be given greater flare angle and vice versa.

4. Conclusion

1. Dipole antenna can be rolled out without changing the dimensions of the antenna characteristics of the antenna.
2. Antenna rolled wire bow-tie can serve as an adaptive GPR antenna to change the input impedance.
3. The method used to obtain an adaptive GPR antenna to change the input impedance is changed by changing the flare angle of the antenna wire bow-tie.

Acknowledgments

We are very grateful to the laboratory in telecommunications LIPI - PPET who have helped the process of GPR antenna measurements., And also to the DIPA program in 2007 that had funded the implementation of this research activity.

5. References

1. Butler, C.M., Jul 1982, "The equivalent radius of a narrow conducting strip," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. 30, no. 4, pp. 755-758.
2. Lestari, A.A., A.G. yarovoy, L.P Ligthart, Oct. 2004, " RC loaded bow-tie antenna for improved pulsa radiation," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. 52, no. 10, pp. 2555-2563.
3. Morrow, I.L., J. Persijn, P. van Genderen, 2002 "Rolled edge ultra-wideband dipol antenna for GPR application," *2002 IEEE APS Int. Symp. Digest*, Vol. 3, pp. 484-487.
4. TP.Montoya, G.S.Smith, ,Aug.1996, "A study of pulse radiation from several broad-band loaded monopoles", *IEE Trans.Antennas Propagat.*, vol.44,no.8,pp.1172-1182.
5. T.T.Wu, R.W.P.King, May 1965 , "The cylindrical antenna with non reflecting resistiv loading", *IEE Trans.Antennas Propagat.*, vol.AP-13,no.5, pp.369-373

Rancang Bangun Sistem Sensor Merkuri menggunakan divais *Surface Acoustic Wave* (SAW)

Grace Mambu, Gandi Sugandi dan Iqbal Syamsu

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Komp.LIPI Gd.20 Bandung

Tlp. (022) 2502660, Fax. (022) 2504659

Email : grace@ppet.lipi.go.id

Abstrak

Merkuri (Hg) dalam konsentrasi yang sangat kecil, merupakan bahan pencemar yang sangat membahayakan kesehatan manusia, sehingga dapat merusak sistem syaraf dan meracuni seluruh organ tubuh manusia. Saat ini, teknologi yang digunakan untuk mendeteksi merkuri hanya didasarkan pada teknik *Atomic Absorption*, *Kromatografi*, *Elektrokimia* atau *Spektroskopi*.

Dalam penelitian ini telah dikembangkan sistem sensor Merkuri menggunakan divais *Surface Acoustic Wave* (SAW), sehingga diharapkan logam Merkuri dapat terdeteksi secara *in situ*. Sistem sensor berbasis *Surface Acoustic Wave* untuk Merkuri ini memiliki potensi komersial yang tinggi, karena sistem ini sangat dibutuhkan oleh pihak-pihak yang berkepentingan mengelola dampak pencemaran lingkungan akibat pencemaran logam Merkuri. Karena bentuknya yang portabel, maka sistem ini dapat diaplikasikan dalam bentuk instrumen mobile. Bahkan aplikasinya dapat diperluas karena teknologi *Surface Acoustic Wave* memungkinkan digunakannya jenis lapisan sensitif lain yang sesuai untuk pendeteksian berbagai logam berat.

Telah dilakukan proses fabrikasi divais *Surface Acoustic Wave* menggunakan teknologi proses *Thin Film*. Sistem Sensor Merkuri ini dioperasikan dengan beberapa rangkaian penunjang seperti rangkaian *PreAmplifier*, *Oscillator*, *Converter* dan *Temperature Control*.

Kata Kunci : SAW (*Surface Acoustic Wave*), Sensor Merkuri

Abstract

Mercury (Hg) in a very small concentrations, could act as contaminants that are harmful to human health, which can damage the nervous system and poison the whole human organs. Today's technology used to detect mercury is only based on *Atomic Absorption techniques*, *Chromatography*, *Electrochemistry* or *spectroscopy*. In this study a Mercury Sensor System has been developed using *Surface Acoustic Wave* (SAW) device so that the mercury can be detected in *in situ* condition. Parties who concerned to manage the impact of environmental pollution due to mercury metal pollution need this system, and its make this device has a high commercial potential. This device is portable, so, the system can be applied in the form of mobile instruments. Even the application can be extended for detection of various heavy metals by using other sensitive coating with the same *Surface Acoustic Wave* technology.

Fabrication process has been carried out of using thin film process technology. Mercury sensor system is operated with a series of supporting electronics circuits such as *Preamplifier circuit*, *Oscillator*, *Converter* and *Temperature Control*.

Keyword : SAW (*Surface Acoustic Wave*), Mercury Sensor

1. Pendahuluan

Merkuri (Hg) merupakan bahan pencemar yang sangat membahayakan kesehatan manusia. Dalam konsentrasi yang sangat kecil, dapat merusak sistem syaraf dan meracuni seluruh organ tubuh manusia. Merkuri banyak dihasilkan dari kegiatan pertambangan, reaktor nuklir, pabrik senjata, pembakaran limbah (perkotaan dan rumah sakit), serta proses industri lainnya. Merkuri sebagai unsur, tidak dapat dimusnahkan,

sehingga apabila lepas ke lingkungan sekitarnya.

Merkuri akan terakumulasi di udara, tanah, dan air, serta dapat terus berpindah sampai ribuan kilometer dari sumber emisinya hingga akhirnya masuk dalam rantai makanan. Polutan merkuri yang menyebar melalui rantai makanan, mengalami bio-akumulasi dan akhirnya masuk ke dalam tubuh manusia. [1] [2]

Saat ini, teknologi yang digunakan untuk mendeteksi merkuri hanya didasarkan pada teknik

seperti *atomic absorption* [3] *kromatografi* [4], *elektrokimia* [5] dan *spektroskopi* [6]. Dengan cara ini, biasanya sampel merkuri dikumpulkan dari lokasi emisi dan dibawa ke laboratorium untuk dianalisa. Selain mahal dan rentan terhadap kesalahan yang disebabkan oleh human error, metode ini jelas tidak dapat menghasilkan data yang bersifat *real-time*. Bahkan hasil analisisnya baru dapat diketahui beberapa hari kemudian.

Oleh karena itu, perlu dikembangkan metoda baru menggunakan sensor merkuri yang bersifat sederhana, cepat, tahan uji (robust), portabel dan murah, sehingga pendeteksian merkuri dapat dilakukan secara *in-situ* dan data yang dihasilkan bersifat *real-time*. Metoda yang akan dikembangkan ini adalah sistem pendeteksi logam merkuri menggunakan divais *Surface Acoustic Wave*.

Berbagai upaya global telah dilakukan untuk memahami proses pembentukan, mekanisme perpindahan, dan cara pengendalian polutan merkuri, baik yang berasal dari alam maupun industri. Hal ini didorong oleh kesadaran akan bahaya yang dapat ditimbulkan oleh merkuri terhadap lingkungan dan kesehatan manusia. Oleh karena itu, penelitian tentang rancang bangun sistem sensor untuk mendeteksi gas merkuri akan membantu upaya pengendalian polutan merkuri di lingkungan dan mengurangi dampaknya bagi kesehatan manusia.

2. Divais *Surface Acoustic Wave* (SAW)

Divais SAW umumnya dibuat di atas material piezoelektrik, yang mempunyai sifat jika diterapkan suatu tekanan mekanik akan menyebabkan kenaikan tegangan listrik di dalam material tersebut. Sebaliknya jika suatu tegangan listrik diterapkan pada material piezoelektrik akan menyebabkan kenaikan tekanan mekanik di dalam material tersebut. Hubungan sebab akibat antara gaya mekanis dan listrik inilah yang menjadi dasar pengoperasian divais SAW, dan hanya sedikit material yang memiliki karakteristik seperti itu. Material piezoelektrik yang paling

banyak digunakan adalah quartz, lead-zirconia-titanate (PZT), lithium-niobate (LiNb), dan lithium-tantalate [7].

Lapisan AlN dikenal memiliki sifat piezoelektrik yang kuat dan dapat menghasilkan gelombang akustik dengan frekuensi tinggi (mencapai 1 GHz), sehingga divais SAW yang dibuat diatas lapisan AlN juga akan memiliki sensitifitas yang tinggi. Perancangan divais SAW *Dual Delay Line Oscillator* menggunakan AlN mencakup *Inter Digital Transducer* (IDT) dari bahan Aluminium diharapkan dapat menghasilkan divais pendeteksi logam merkuri [7,8].

Karena bersifat piezoelektrik, lapisan AlN yang dikenai medan listrik akan mengalami '*mechanical strained*'. Oleh karena itu, sebuah IDT diatas permukaan lapisan AlN dapat digunakan untuk menghasilkan gelombang akustik, yang selanjutnya akan merambat di permukaan lapisan tersebut.

IDT yang kedua dapat digunakan untuk menerima gelombang yang merambat dan mengubahnya kembali menjadi sinyal elektrik. Apabila sinyal ini diamplifikasi dan dialirkan kembali ke inputnya (feed-back), maka divais *Surface Acoustic Wave* akan mengalami fluktuasi pada frekuensi resonansinya. Frekuensi resonansi ini sangat ditentukan oleh besarnya kecepatan rambat gelombang di sepanjang permukaan lapisan AlN [7,8].

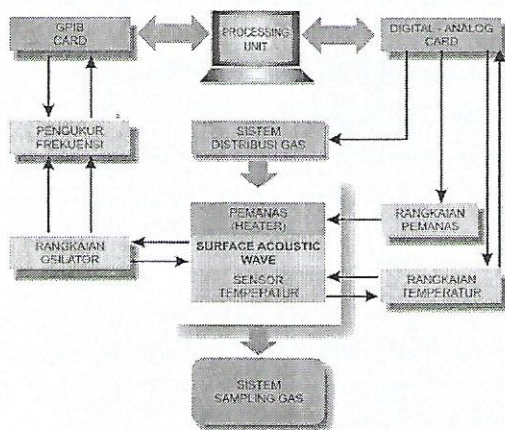
Dengan menempatkan lapisan tipis di atas permukaan AlN yang dapat mengubah kecepatan rambat gelombang tersebut di atas, maka frekuensi resonansi dari divais akan berubah. Apabila lapisan tipis tersebut juga sensitif terhadap gas yang dilewatkan di atas permukaannya, maka sebuah sensor gas dengan sensitifitas tinggi akan bisa direalisasi dengan cara ini [7].

3. Metoda Perancangan Divais SAW

Dengan asumsi bahwa lapisan emas selama ini dikenal sensitif terhadap Merkuri, maka sebuah sensor Merkuri akan dapat direalisasi dengan

teknik *SAW Delay Line Oscillator* bila menggunakan emas sebagai lapisan sensitif yang diletakkan diantara kedua IDTnya.

Penyerapan emas terhadap Merkuri dikenal dengan istilah Amalgam, yang pengaruhnya adalah penambahan massa, pengerasan elastisitas, dan penurunan konduktivitas dari lapisan emas tersebut [9].



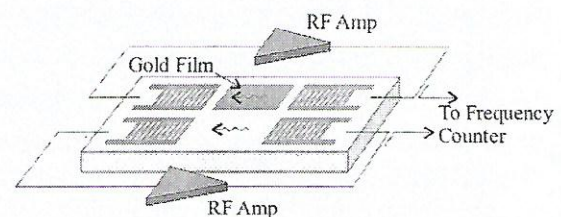
Gambar 1: Blok Diagram Sistem Sensor Merkuri

Perancangan Sistem Sensor dibuat sesuai dengan blok diagram dalam gambar 1 di atas, dimana divais SAW akan dilengkapi dengan Sistem Sampling Gas dan beberapa rangkaian elektronika. Selain itu divais SAW juga akan dilengkapi dengan pemanas dan sensor temperatur.

Telah dibuat perancangan desain mekanisme penyerapan merkuri, juga desain untuk lapisan sensitif yang dilengkapi dengan pemanas (heater).

Teknik yang digunakan untuk mendeteksi Merkuri dalam penelitian ini didasarkan pada divais *SAW Dual Delay Line Oscillator*. Divais ini terdiri dari substrate AIN sebagai bahan piezoelektrik dan transduser (IDT) yang digunakan untuk menghasilkan dan menerima gelombang akustik. Dilengkapi dengan lapisan sensor yang digunakan untuk menyerap Merkuri, dan elektronik RF (*Radio Frequency*) yang terdiri dari *amplifier, coupler, mixer*, dll yang digunakan untuk menterjemahkan perubahan gelombang akustik menjadi konsentrasi Merkuri.

Agar dapat digunakan sebagai sensor Merkuri, maka *delay path* dari divais SAW ini dapat dilapisi dengan emas (Au) yang secara selektif akan menyerap Merkuri melalui proses Amalgam. Apabila terekspose dengan Merkuri, kecepatan rambat gelombang akustik melewati *delay-path* yang berlapis emas akan mengalami perubahan, yang berarti frekuensi dari SAW juga akan berubah.



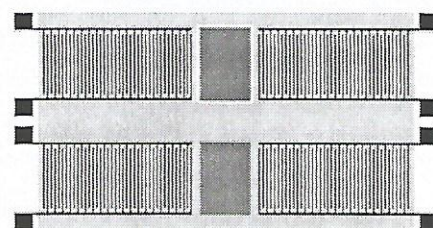
Gambar 2: Skematik divais SAW dengan *Delay Line Oscillator* ganda

Dalam Gambar 2 dapat dilihat desain skematik divais SAW dengan *delay-line* ganda yang dapat digunakan untuk mendeteksi Merkuri, dimana kecepatan perubahan frekuensi SAW inilah yang dijadikan dasar untuk menentukan konsentrasi Merkuri [9].

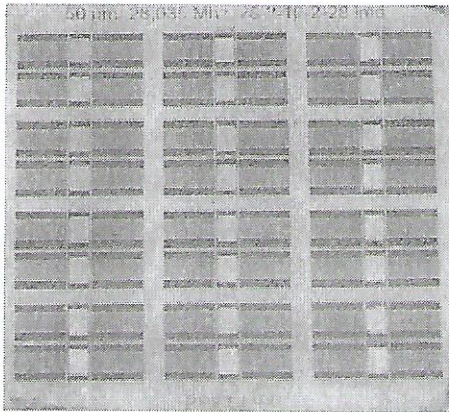
4. Fabrikasi divais SAW

Fabrikasi divais SAW dilakukan dengan menggunakan desain hasil perancangan SAW dengan *Delay Line Oscillator* ganda.

Dalam gambar 3 di atas dapat dilihat Desain Lay Out IDT dengan lapisan sensitif emas (Au). Dalam divais SAW yang dibuat dengan desain *Delay Line Oscillator* ganda diperlukan 2 pasang IDT.



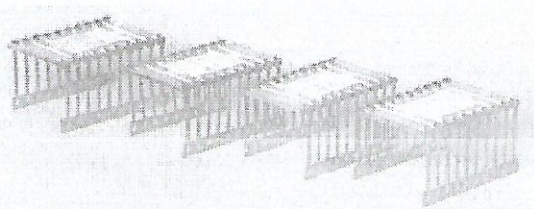
Gambar 3 : Desain Lay Out IDT dengan lapisan sensitive



Gambar 4 : Divais SAW dengan *Delay Line Oscillator* ganda

Gambar 4 menunjukkan 12 buah divais SAW hasil fabrikasi yang telah dilakukan, lengkap dengan lapisan sensitif emas (Au). Adapun proses fabrikasi divais SAW dilakukan dengan menggunakan teknologi proses *Thin Film* diatas substrat keramik. Proses pembuatan struktur IDT diatas lapisan AlN serta penempelan lapisan sensitif dilakukan dengan menggunakan metode *Thin Film*.

Divais yang dihasilkan dalam proses fabrikasi lengkap dengan lead wire dapat dilihat dalam gambar 5 dibawah ini.



Gambar 5: Divais SAW dengan *Lead Wire*

Dalam proses fabrikasi divais SAW yang telah dilakukan dalam mewujudkan divais sesuai rancangan desain kami, telah dilakukan berbagai proses antara lain adalah sebagai berikut:

- Sputtering lapisan Khrom pada permukaan atas untuk heater
- Proses fotolitografi lapisan khrom
- Sputtering Emas pada permukaan bawah untuk lapisan sensitif

- Sputtering lapisan Aluminium pada permukaan atas untuk IDT
- Fotolitografi Struktur IDT pada permukaan atas
- Pemasangan *Lead Frame*

Rancang Bangun Sistem Sensor Merkuri menggunakan divais SAW juga dilengkapi dengan rancangan data akuisisi. Pembuatan data akuisisi untuk SAW diawali dengan inialisasi dua buah port serial. Satu port RS232/USB dihubungkan dengan pengukur frekuensi dan satu port lainnya dihubungkan dengan DAQ Card.

Pengukuran frekuensi dilakukan pada dua divais SAW (F_A dan F_B) dengan menggunakan channel A dan B secara bergantian. Sedangkan pengukuran temperatur diperoleh dari tegangan (V_{temp}) yang didapatkan dari sensor temperatur. Nilai V_{temp} kemudian akan dinormalisasi dengan bantuan *lookup table* untuk mendapatkan nilai temperatur yang sesungguhnya.

Nilai F_A dan F_B dapat pula dinormalisasi untuk mengetahui kadar merkuri sesuai dengan *lookup table*. Adapun data pada *lookup table* diperoleh dari hasil pengujian kalibrasi.

5. Kesimpulan

Kegiatan perancangan sampai fabrikasi dalam pembentukan Rancang Bangun Sistem Sensor Merkuri menggunakan divais SAW telah menghasilkan prototipe sistem pendeteksi logam merkuri. Telah dilakukan berbagai pengukuran dan pengujian dalam membentuk divais yang siap untuk dioperasikan. Namun perlu dilakukan optimasi proses pelapisan maupun fotolitografi secara khusus agar diperoleh nilai *repeatability* yang baik.

Sistem sensor ini sangat dibutuhkan oleh pihak-pihak yang berkepentingan mengelola dampak pencemaran lingkungan akibat pencemaran Merkuri. Karena sifatnya yang portabel, maka sistem ini dapat diaplikasikan dalam bentuk instrumen mobile. Bahkan aplikasinya dapat diperluas karena teknologi

SAW memungkinkan digunakannya jenis lapisan sensitif lain yang sesuai untuk pendeteksian berbagai logam berat.

Oleh karena itu, dapat dikatakan bahwa sistem sensor berbasis Surface Acoustic Wave untuk Merkuri ini memiliki potensi komersial yang tinggi

Ucapan Terima Kasih

Ucapan terima kasih ingin kami sampaikan pada Bapak M. Moeljono, Bapak Jaelani dan Bapak Dede Ibrahim yang telah berperan serta dalam mewujudkan prototipe sistem sensor merkuri.

6. Daftar Pustaka

1. United States Environmental Protection Agency, 'Mercury Study Report to Congress', EPA-452/R-97-003, Dec. 1997.
2. World Health Organization, 'Environmental Health Criteria for Inorganic Chemistry', 1991.
3. Tanida, K. & Hoshino, M., 'Continuous Determination of Mercury in Air by Gold Amalgamation and Flameless Atomic Absorption', *The Rigaku Journal*, vol. 7, no. 2, 1990, pp. 35-40.
4. Wagemann, R., Trebacz, E., Hunt, R. & Boila, G., 'Percent Methylmercury and Organic Mercury in Tissues of Marine Mammals and Fish Using Different Experimental and Calculation Methods', *Environmental Toxicology and Chemistry*, vol. 16, no. 9, 1997, pp. 1859-1866.
5. Reay, R. J., Flannery, A. F., Stormont, C. W., Kounaves, S. P. & Kovacs, G. T. A., 'Microfabricated electrochemical analysis system for heavy metal detection', *Sensors and Actuators B*, vol. 34, 1996, pp. 450-455.
6. Jones, R. D., Jacobson, M. E., Jaffe, R., West-Thomas, J., Arfstrom, C. & Alli, A., 'Method Development and Sample Processing of Water, Soil, and Tissue for the Analysis of Total and Organic Mercury by Cold Vapor Atomic Fluorescence Spectrometry', *Water, Air, & Soil Pollution*, vol. 80, 1995, pp. 1285-1294.
7. Hao Cheng & Peter Hing, "The evolution of preferred orientation and morphology of AlN films under various RF sputtering powers", *Surface and Coatings Technology* 167, 297301(2003).
8. Flannery, C., Brandt, O., Seidel, W., Schönherr, H. P. & Koch, R., 'High Frequency Surface Acoustic Wave Devices on Piezoelectric Nitride Films', *Journal of Selected Brief Reports*, 2001, <http://www.pd-berlin.de/jabe01/part5/7879.pdf>.
9. Caron, J. J., Haskell, R. B., Freeman, C. J. & Vetelino, J. F., 'Surcave Acoustic Wave Mercury Vapour Sensor', US Patent # 5,992,215, 1999.

Studi Desain dan Fabrikasi Cantilever AFM

Slamet Widodo, I Dewa Putu Hermida, Goib Wiranto, M. Muljono

PPET-LIPI, Jl. Sangkuriang Komp. LIPI Bandung 40135

No.Telp/Fax:022-2504660/022-2504659,

E-mail: widodo @ppet.lipi.go.id

Abstract

In this article it will be described the design and making of an AFM cantilever. AFM cantilever fabrication was done by deposition of some thin layers known as piezoelectric bimorph cantilever. By using planar technology, this AFM cantilever can be integrated nanotip, actuator and electrode on silicon (Si) chip. Piezoelectric bimorph cantilever consisted of aluminum layer (Al) as electrode (thick: 0.5 m), layer silicon nitride (Si_3N_4) as dielectric/isolator (thick: 0.2 m), and layer ZnO as piezoelectric (thick: 3.0 m). Third this layer (Al, Si_3N_4 , ZnO) done deposition with method sputtering. Thin layer morphology result of cantilever deposition by using Scanning Electron Microscopy (SEM) and Energy Dispersive Spectroscopy (EDS).

Keywords : *Cantilever, Atomic Force Microscope (AFM), planar technology.*

Abstrak

Didalam tulisan ini akan diuraikan desain dan pembuatan cantilever pada AFM. Cantilever AFM didesain dan dilakukan deposisi beberapa lapisan tipis yang dikenal dengan piezoelectric bimorph cantilever. Dengan menggunakan teknologi planar cantilever AFM ini dapat diintegrasikan dengan nano tip, actuator dan elektroda diatas chip silikon (Si). Cantilever bimorph terdiri dari lapisan alumunium (Al) sebagai elektroda (tebal: 0.5 m), lapisan silicon nitride (Si_3N_4) sebagai dielektrik/isolator (tebal: 0.2 m), dan lapisan ZnO sebagai piezoelectric (tebal: 3.0 m). Ketiga lapisan ini (Al, Si_3N_4 , ZnO) dilakukan deposisi dengan metode sputtering. Morfologi lapisan tipis hasil deposisi dari cantilever dengan menggunakan Scanning Electron Microscopy (SEM) dan Energy Dispersive Spectroscopy (EDS).

Kata kunci : *Cantilever, Atomic Force Microscope (AFM), teknologi planar.*

1. Pendahuluan

Atomic Force Microscopy (AFM) ditemukan pada tahun 1986 oleh G. Binning, C. F. Quate, dan C. Gerber (1). Alat ini sudah banyak digunakan dalam ilmu pengetahuan seperti pada material sains, ilmu fisika, kimia, biologi dan lain-lain. AFM ini merupakan suatu alat yang tangguh dan mempunyai resolusi tinggi terutama pada imaging dan karakterisasi untuk bahan-bahan seperti metal, polimer, keramik, semikonduktor, dan biomolekul [2-6].

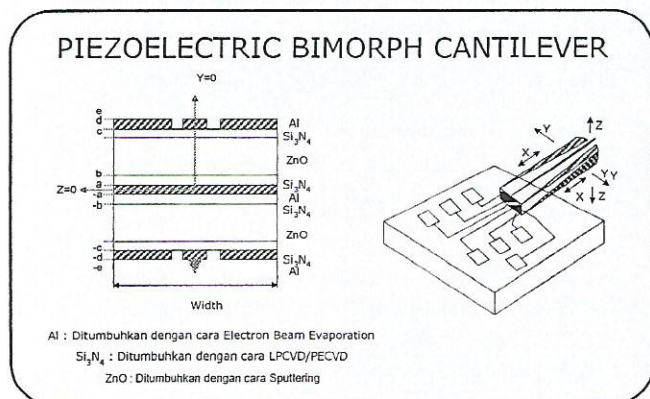
Untuk membuat devais Cantilever dari bahan silikon (Si) mula-mula dilakukan proses oksidasi thermal untuk mendapatkan lapisan SiO_2 sebagai

mask sebelum dilakukan proses fotolitografi dan etsa. Disini proses etsa anisotropik dilakukan untuk pembuatan cavity kemudian dilanjutkan dengan proses pelapisan/pendeposisian dengan metode Sputtering diantaranya lapisan tipis logam alumunium (Al) sebagai elektroda, lapisan silikon nitrid (Si_3N_4) sebagai dielektrik dan lapisan seng oksida (ZnO) sebagai piezoelectric sehingga membentuk beberapa lapisan menyerupai sandwich.

Hasil lapisan tipis proses pendeposisian dikarakterisasi dengan *Scanning Electron Microscopy* (SEM) dan *Energy Dispersive Spectroscopy* (EDS).

2. Desain dan Fabrikasi

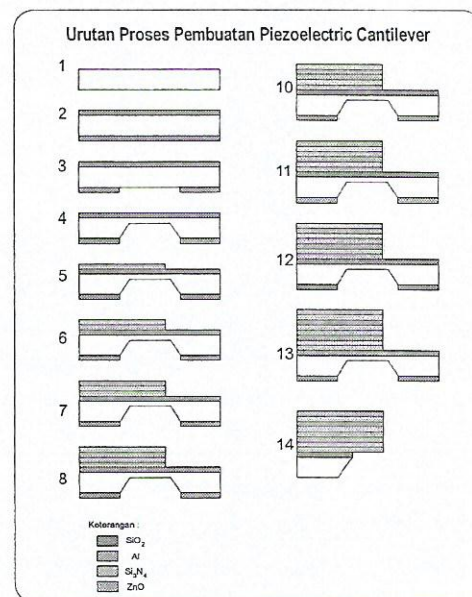
Mayoritas devais dari sistem cantilever AFM ini dibuat diatas substrat silikon (Si). Ini mencakup sebagian besar dari elektroda, dielektrik dan piezoelectric bimorph cantilever seperti dilihat pada Gambar 2.1. Wafer silikon yang digunakan berdiameter 3 inchi, tipe n, memiliki resistivitas 10 20 cm, ketebalan 380 m, orientasi (100), dan kedua permukaannya dipolis. Proses fabrikasinya diawali dengan pembuatan mask untuk fotolitografi. Seluruhnya, cantilever ini membutuhkan 7 mask. Semua mask dibuat di atas bahan gelas berukuran 4 inchi yang dilapisi dengan chrome.



Gambar 2.1. Potongan melintang Piezoelectric Bimorph Cantilever.

Sebelum proses fotolitografi, kedua sisi dari wafer silikon dilapisi dengan SiO_2 dengan cara oksidasi thermal. Lapisan SiO_2 yang dihasilkan memiliki ketebalan 1,2 m, dan akan digunakan sebagai lapisan pelindung dalam pembuatan cavity. Tidak seperti umumnya lapisan pelindung, ketebalan dan kerataan lapisan SiO_2 ini sangat penting dalam tahapan proses seperti pada Gambar.2.2. Proses untuk membuka lapisan oksida pada tempat-tempat yang terpilih (selektif) dimana akan dilakukan proses etsa silikon selanjutnya. Lapisan oksida yang tidak berguna dilarutkan dengan mencelupkan dalam pelarut dengan waktu yang cukup sehingga oksida terbuang. Sedangkan oksida yang dibawah fotoresis tentu saja tidak terlarut. Sebagai bahan

etsa untuk silikon dioksida ialah tipe larutan etsa buffer.



Gambar 2.2. Tahapan proses pembuatan Piezoelectric

Laju dari etsa tergantung pada keadaan sifat oksida, komponen dan temperatur bahan etsa itu, dan dapat dipilih yang optimal. Seperti larutan buffer tersebut sering disebut larutan Etsa Buffer Oksida yang komposisinya adalah 3 ml HF (48%), 15 ml H_2O (DI-water)+10 gram NH_4F . Larutan sebelum digunakan diaduk terlebih dahulu. Kemudian wafer silikon yang akan dietsa dimasukkan ke dalam larutan buffer tersebut. Dalam etsa anisotropik silikon dengan larutan etchant organik EPW dan anorganik (KOH) (7).

Setelah proses pembuatan cavity dilakukan proses pendeposisian dengan metode Sputtering. Pertama pendeposisian metal aluminium (Al) sebagai elektroda, dilanjutkan dengan lapisan dielektrik silikon nitrid (Si_3N_4) dan lapisan seng oksida (ZnO) sebagai piezoelectric bimorph cantilever. Dilanjutkan pendeposisian tahap kedua Al, Si_3N_4 , ZnO dan tahap ketiga sehingga membentuk beberapa lapisan menyerupai sandwich. Sistem deposisi ini dikontrol dengan menggunakan komputer PC. Sistem kontrol ini selain memungkinkan monitoring seluruh proses

deposisi juga dapat menyimpan parameter proses sehingga memungkinkan proses pengulangan secara otomatis (*repeatability*).

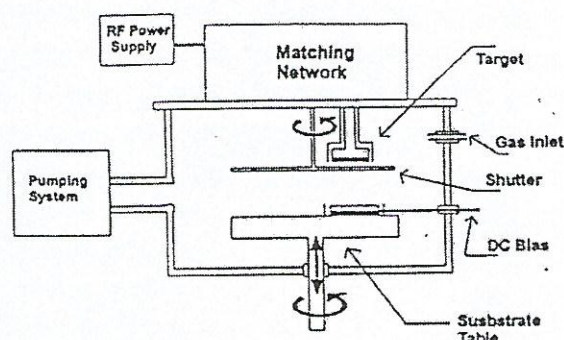
Tabel-1. Pelapisan ZnO Dengan Sputtering

Material piezoelectric (ZnO)
Target : ZnO
Kondisi Proses
Metode : RF Sputtering
Daya : 100 watt
Tekanan gas : 18 mTorr.

Substrat yang akan dideposisi dibersihkan terlebih dahulu melalui proses pencucian standar yaitu dengan menggunakan bahan kimia TCE (Tri Chloro Ethylene), acetone, propanol, dan DI water. Pencucian ini dimaksudkan untuk menghilangkan lemak ataupun kotoran debu di atas substrat. Selanjutnya substrat dikeringkan pada temperatur 80°C selama 15 menit. Sebelum proses deposisi berjalan, chamber divakumkan hingga mencapai 10^{-7} torr. Selanjutnya gas argon (Ar) dialirkan ke dalam chamber hingga tekanan naik mencapai 2×10^{-2} torr. Proses deposisi berjalan pada saat tekanan mencapai tekanan operasi (18 mtorr), sedangkan target dan substrat diatur konstan setinggi 20 cm.

Peralatan sputtering yang dipakai pada eksperimen ini adalah sistem DC/RF sputtering ARC-12M Plasma Science, seperti terlihat pada Gambar 2.3. Sistem ini terdiri dari chamber ruang hampa (terbuat dari bahan stainless steel) berdiameter 0,4 m dan tinggi 0,5 m. Komponen utama terdiri 3 wadah target 0,15 m, 3 buah shutter titanium 1 buah wadah substrat 0,3 m dan sebuah rf power supply bertenaga maximum 600 watt. Untuk mendapatkan tingkat kevakuman yang tinggi dipergunakan pompa mekanik yang bekerja sampai tekanan 10^{-2} torr dengan kecepatan pompa 40 l/menit. Selanjutnya pompa turbomolekular (Varian 250) akan menyala dengan kecepatan pompa 250 l/detik untuk mencapai tingkat

kevakuman 10^{-5} 10^{-7} torr (8). Proses pelapisan ZnO dan Si_3N_4 dengan metode RF-Sputtering dengan kondisi seperti pada tabel-1, tetapi untuk pelapisan Al dengan DC-Sputtering.



Gambar 2.3. Skematik Sistem DC/RF Sputtering

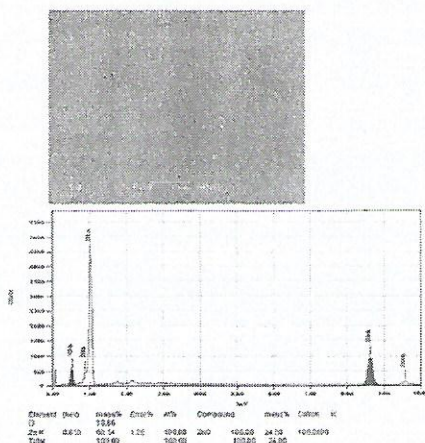
3. Hasil dan Pembahasan

Lapisan SiO_2 diatas silikon hasil oksidasi thermal dengan ketebalan 1,2 m sebagai lapisan pelindung dalam pembuatan cavity. Dilanjutkan dengan proses fotolitografi untuk membuka bagian cavity yang akan dietsa lapisan SiO_2 mula-mula dengan larutan Buffer Etsa Oksida. Setelah lapisan SiO_2 habis teretsa dilanjutkan dengan larutan KOH atau larutan EPW untuk membentuk cavity.

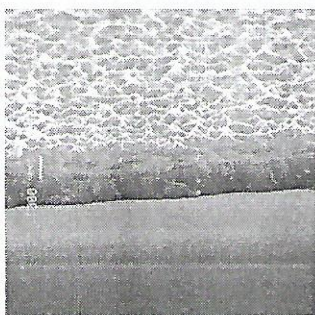
Setelah proses pembuatan cavity dilakukan proses pendeposisian dengan metode Sputtering. Pertama pendeposisian metal aluminium (Al) sebagai elektroda, dilanjutkan dengan lapisan dielektrik silikon nitrid (Si_3N_4) dan lapisan seng oksida (ZnO) sebagai piezoelectric bimorph cantilever. Dilanjutkan pendeposisian tahap kedua Al, Si_3N_4 , ZnO dan tahap ketiga sehingga membentuk beberapa lapisan menyerupai sandwich.

Pada gambar 3.1. pelapisan ZnO dengan sputtering dilihat dengan *Energy Dispersive Spectroscopy* (EDS) dihasilkan persentasi ZnO 100%, sehingga didapat pelapisan ZnO murni dan gambar 3.2. morfologi pelapisan ZnO dengan RF-Sputtering selama 1 jam dilihat dengan alat *Scanning Electron Microscopy* (SEM) didapat

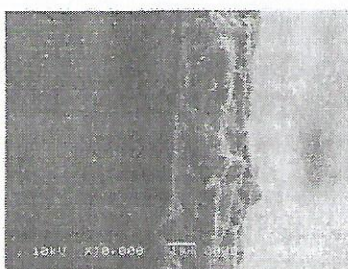
ketebalan 3.0 m. Gambar-3.3. Pelapisan silikon nitrid (Si_3N_4) sebagai dielektrik dengan metode RF-Sputtering selama 3 jam dengan SEM didapat ketebalan: 0.2 m, dan deposisi Al dengan DC-Sputtering dengan aliran gas Ar 10 mTorr untuk mendapatkan ketebalan: 0.5 m diperlukan waktu 50 menit seperti terlihat pada gambar 3.4. Morfologi devais single cantilever dapat dilihat pada Gambar 3.5.



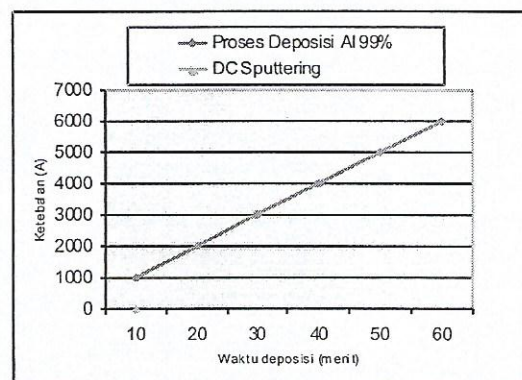
Gambar 3.1. EDS dari Pelapisan ZnO dengan metode Sputtering



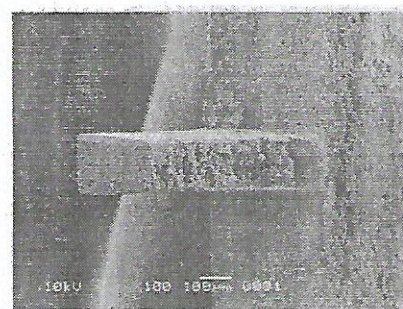
Gambar 3.2. Morfologi Pelapisan ZnO menggunakan metode Sputtering selama 1 jam.



Gambar 3.3. Morfologi Pelapisan Si_3N_4 menggunakan metode sputtering selama 3 jam



Gambar 3.4. Kurva Ketebalan Deposisi Al vs Waktu dengan metode Sputtering dengan aliran gas Ar 10 mTorr



Gambar 3.5. Sebuah single cantilever diatas substrat silikon (100)

4. Kesimpulan

Perancangan sistem cantilever berskala mikro untuk aplikasi AFM telah diuraikan dalam paper ini. Divais cantilever ini difabrikasi dengan metode planar dari substrat wafer silikon (100) yang berfungsi sebagai actuator dari sistem AFM. Tahapan proses yang dilakukan yaitu proses oksidasi thermal menumbuhkan SiO_2 sebagai mask, fotolitografi, etsa anisotropik dan proses deposisi dengan metode DC/RF Sputtering. Cantilever AFM terdiri dari beberapa lapisan (elemen) yang dibuat sedemikian rupa sehingga menyerupai sandwich yaitu elektroda (lapisan Al), dielektrik (lapisan Si_3N_4) dan piezoelectric (lapisan ZnO). Lapisan elektroda ada 3 lapisan yang diisolasi dengan 3 lapisan dielektrik SiO_2 dan 2 lapisan piezoelectric cantilever. Lapisan permukaan hasil pendeposisian dengan metode sputtering diperlihatkan dengan Scanning

Electron Microscopy (SEM) dan Energy Dispersive Spectroscopy (EDS).

Ucapan Terima Kasih

Kegiatan penelitian ini dilakukan dalam rangka melaksanakan program kegiatan DIPA di PPET-LIPI. Penulis ucapkan terimakasih kepada Puslit PPET-LIPI yang telah memberikan fasilitas dan kepada rekan-rekan atas kerjasamanya.

5. Daftar Pustaka

1. G. Binning, C. F. Quate, and C. Gerber, "Atomic force microscope," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 56, p. 930, 1986.
2. S. A. C. Gould, B. Drake, C. B. Prater, A. L. Weisenhorn, S. Manne, H. G. Hansma, P. K. Hansma, J. Massie, M. Longmire, V. Elings, B. D. Northern, B. Mukerjee, C. M. Peterson, W. Stoeckenius, T. R. Albrecht, and C. F. Quate, "From atoms to integrated circuit chips, blood cells, and bacteria with the atomic force microscope," *J. Vac. Sci. Technol. A*, vol. 8, p. 369, 1990.
3. A. L. Weisenhorn, J. E. M. Dougall, S. A. C. Gould, S. D. Cox, W. S. Wise, J. Massie, P. Maivald, V. B. Elings, G. D. Stucky, and P. K. Hansma, "Imaging and manipulating molecules on a zeolite surface with an atomic force microscope," *Science*, vol. 247, p. 1330, 1990.
4. S. Manne, H. J. Butt, S. A. C. Gould, and P. K. Hansma, "Imaging metal atoms in air and water using the atomic force microscope," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 56, p. 1758, 1990.
5. D. Fotiadis, S. Scheuring, S. A. Muller, A. Engel, and D. J. Muller, "Imaging and manipulation of biological structures with the AFM," *Micron*, vol. 33, p. 385, 2002.
6. N. Oyabu, O. Custance, I. Yi, Y. Sugawara, and S. Morita, "Mechanical vertical manipulation of selected single atoms by soft nanoindentation using near contact atomic force microscopy," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 90, p. 176102, 2003.
7. Slamet Widodo, M. Muljono, I. D. P. Hermida dan G. Wiranto, "Studi Pembuatan Miniatur Kolom Kapiler Diatas Substrat Silikon Untuk Piranti Analisa Kromatografi Gas", Prosiding SemNas IX Kimia dalam Industri dan Lingkungan, Yogyakarta, p. 223-231, 21-22 November 2000.
8. "Manual Operation, ARC-12M", Plasma Science Inc.

High Performance Electronic Ignition

Teguh Praludi¹⁾, Arief Suryadi Satyawan²⁾, Iqbal Syamsu³⁾ Purwoko Adhi⁴⁾

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Kampus LIPI Gd. 20 Lt. IV, Jl. Sangkuriang, Bandung, 40135

Email : ¹⁾praludi, ²⁾arief, ³⁾iqbal, ⁴⁾purwoko@ppet.lipi.go.id

Abstract

Fuel saving in internal combustion motors can be done by improving their efficiency. One of factors having influence in the motors efficiency is the ignition system. Motors need ignition with correct timing and sufficient energy to work optimally. Ignition systems which use contact point, besides generate high current that speed up the wear of the point, are not able to deliver sufficient energy at high rotation speed. This paper motor describes electronic ignition which take over the contact point task by using it only as a sensor and insure sufficient energy for optimum ignition at any motor rotation speed.

Keywords: *electronic ignition, high energy.*

Abstrak

Penghematan bahan bakar minyak pada motor bakar dapat dilakukan dengan cara meningkatkan efisiensi motor. Salah satu faktor yang mempengaruhi efisiensi motor adalah sistem pengapian. Motor bakar memerlukan pengapian dengan waktu (timing) yang tepat dan energi yang cukup untuk dapat bekerja dengan optimal. Sistem pengapian yang menggunakan platina, selain menimbulkan arus besar yang mempercepat keausan dari platina tersebut, juga tidak mampu menghasilkan energi yang cukup pada putaran mesin tinggi. Tulisan ini membahas perangkat pengapian elektronik yang mengambil alih tugas platina dengan memfungsikannya hanya sebagai sensor, dan menjamin energi yang cukup untuk pengapian yang optimum pada semua kecepatan putaran motor.

Kata Kunci : *electronic ignition, high energy.*

1. Pendahuluan

Salah satu upaya yang bisa dilakukan dalam rangka penghematan penggunaan bahan bakar minyak pada motor bakar adalah dengan meningkatkan efisiensinya. Sedangkan peningkatan efisiensi ini sangat bergantung pada sistem pengapian (ignition). Motor bakar memerlukan pengapian dengan waktu (timing) yang tepat dan energi yang cukup untuk dapat bekerja dengan optimal. Untuk itu, penghematan penggunaan bahan bakar minyak dapat dilakukan dengan cara memperbaiki sistem pengapian. Beberapa sistem pengapian yang ada masih bisa diperbaiki. Sistem yang menggunakan platina selain secara umum kurang handal, pada putaran mesin tinggi tidak mampu menghasilkan energi

yang cukup. Pada sistem *Capacitive Discharge Ignition* (CDI), meskipun dapat menghasilkan pengapian yang cepat, namun energinya kurang atau terlalu cepat untuk membakar bahan bakar minyak dengan baik.

Paper ini membahas peningkatan TCI dengan *dwell extender* dan kontrol arus koil. *Dwell extender* dan kontrol arus koil menjamin energi pengapian yang optimum pada semua RPM.

2. Pengapian Konvensional

Sistem pengapian secara umum dapat dibedakan menjadi dua, yaitu pengapian dengan induktif dan pengapian dengan kapasitif. Pada pengapian Induktif energi disimpan dalam bentuk arus dalam kumparan, sedangkan dalam sistem

capasitif energi disimpan dalam bentuk tegangan dalam kapasitor.

Pada pengapian induktif energi yang disimpan dalam bentuk arus dapat di tulis dengan persamaan :

$$E = \frac{1}{2} LI^2$$

Dengan :

E = Energi yang disimpan

L = Induktansi lilitan

I = arus

Sedangkan pengapian dengan capasitif energi yang disimpan dapat ditulis dengan persamaan :

$$E = \frac{1}{2} CV^2$$

Dengan :

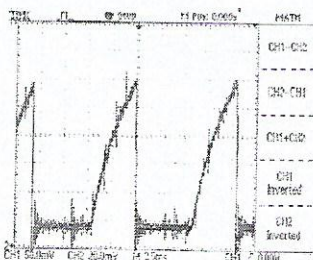
E = Energi yang disimpan

C = Capasitansi

V = Tegangan

Pada sistem pengapian konvensional, tegangan 12 volt dari baterai tidak langsung menghasilkan induksi tegangan tinggi, untuk itu sistem pengapian dilengkapi dengan alat pemutus arus primer (platina dan kondensator) dan koil pengapian, sehingga tegangan output koil menjadi naik.

Sedangkan pada sistem induktif, sistem pengapian dibedakan menjadi dua sistem , yaitu sistem konvensional (hanya menggunakan platina) dan juga sistem TCI (*Transistorized Controlled Ignition*). Pada sistem TCI, ada yang menggunakan transistor sebagai switch untuk mengendalikan platina. Sedangkan pada sistem ini digunakan IC MC 3334 sebagai controllernya.



Gambar 1. Arus koil sistem konvensional pada 3000 rpm

Gambar 1 menunjukkan arus koil pada sistem konvensional, arus diukur menggunakan tahanan 0,05 Ohm, sesaat sebelum pengapian.

$$i_{koil} = \frac{V}{R}$$

$$i_{koil} = \frac{104mv}{0.05} = 2,08A$$

Di mana :

I_{koil} = Arus koil (Ampere)

V = Tegangan (Volt)

R = Tahanan (Ohm)

Dengan perioda pengapian :

$$T_{ign} = 2,5 \times 4 = 10 \text{ ms}$$

Sedangkan frekuensinya adalah :

$$f_{ign} = \frac{1}{T_{ign}}$$

$$f_{ign} = \frac{1}{10ms} = 100 \text{ Hz}$$

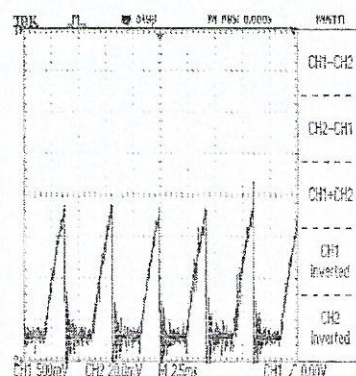
$$v_{motor} = f_{ign} \times \frac{2}{N_{silinder}} \times 60$$

$$v_{motor} = 100 \times \frac{2}{4} \times 60$$

$$v_{motor} = 3000 \text{ rpm}$$

di mana :

T_{ign} = Periode (detik)



Gambar 2. Arus koil sistem konvensional pada 7500 rpm

Gambar 2 menunjukkan arus koil pada sistem konvensional, arus diukur menggunakan tahanan 0,05 Ohm, sesaat sebelum pengapian.

$$i_{koil} = \frac{V}{R}$$

$$i_{koil} = \frac{60mv}{0.05} = 1,2 A$$

Dengan perioda pengapian :

$$T_{ign} = 2,5 \times 1,6 = 4 \text{ ms}$$

Sedangkan frekuensinya adalah :

$$f_{ign} = \frac{1}{T}$$

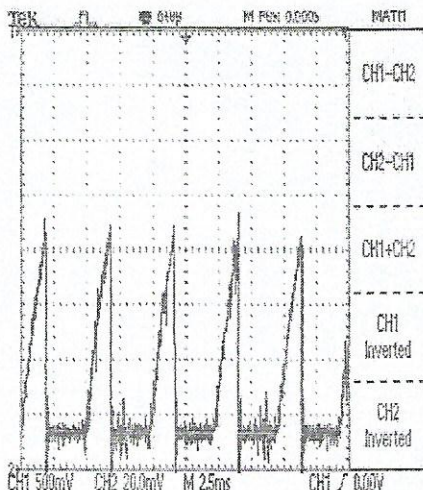
$$f_{ign} = \frac{1}{4ms} = 250Hz$$

$$v_{motor} = f_{ign} \times \frac{2}{N_{silinder}} \times 60$$

$$v_{motor} = 250 \times \frac{2}{4} \times 60$$

$$v_{motor} = 7500 \text{ rpm}$$

Terlihat dari hasil perhitungan semakin tinggi rpmnya maka arus yang mengalir semakin kecil. Ini berakibat pada menurunnya energi yang dihasilkan.



Gambar 3. Arus koil sistem semi cdi pada 6000 rpm

Gambar 3 menunjukkan arus koil pada sistem semi CDI, arus diukur menggunakan tahanan 0.05 Ohm, sesaat sebelum pengapian.

$$i_{koil} = \frac{V}{R}$$

$$i_{koil} = \frac{80mv}{0.05} = 1,6 A$$

Dengan perioda pengapian :

$$T_{ign} = 2,5 \times 2 = 5 \text{ ms}$$

Sedangkan frekuensinya adalah :

$$f_{ign} = \frac{1}{T}$$

$$f_{ign} = \frac{1}{5ms} = 200Hz$$

$$v_{motor} = f_{ign} \times \frac{2}{N_{silinder}} \times 60$$

$$v_{motor} = 200 \times \frac{2}{4} \times 60$$

$$v_{motor} = 6000 \text{ rpm}$$

Gambar 3 adalah hasil pengukuran TCI sederhana (tanpa dwell extender) dengan platina sebagai trigger, pada gambar tersebut terlihat adanya sedikit penambahan arus.

Dengan menggunakan lilitan yang mempunyai induktansi 7 mH, maka akan didapatkan besarnya energi yang disimpan pada sistem konvensional pada 3000 rpm:

$$E = \frac{1}{2} LI^2$$

$$E = \frac{1}{2} \times 7 \times (2,08)^2$$

$$E = 15mJ$$

Energi yang disimpan pada sistem konvensional pada 7500 rpm adalah :

$$E = \frac{1}{2} LI^2$$

$$E = \frac{1}{2} \times 7 \times (1,2)^2$$

$$E = 5,04mJ$$

3. TCI (Transistorized Controlled Ignition).

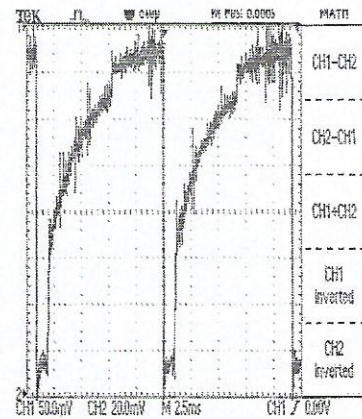
TCI adalah sistem pengapian dengan menggunakan transistor sebagai pengontrol.

Pada gambar 4, IC MC3334P adalah IC controller dengan tegangan tinggi. Ketika Q_1 dalam keadaan ON, arus akan mengalir melalui kumparan primer, Arus pada base di aliri melalui tahanan 100 Ohm, 5 Watt melalui pin 7 pada IC MC3334P yang merupakan IC tegangan tinggi. Q_1 dalam keadaan OFF jika output pada pin 7 menuju ground (0V). Dioda Zener yang disusun secara seri berfungsi untuk menjaga transistor dari tegangan tinggi yang dihasilkan kumparan. Kaki emitor pada Q_1 terhubung ke ground secara paralel melalui resistor 0,1 Ohm 5 watt. Tegangan yang melalui nya akan dipantau oleh IC₁ pada pin 8.

Tahanan 100 Ohm dari pin 8 menuju ground adalah pembagi tegangan pada tahanan 33 Ohm dan VR1 yang akan membatasi arus.

Sinyal trigger akan memicu transistor Q_2 dan Q_3 . Ketika sinyal dalam keadaan high, maka Q_2 yang berfungsi sebagai saklar akan ON dan tegangan pada kaki kolektor akan low, hal ini akan membuat tegangan low di pin 5 pada IC yang melewati kapasitor 0,1 mF dan menyebabkan pin 7 juga low yang menyebabkan transistor Q_1 off. Pin 7 membutuhkan tegangan pada resistor 100 ohm 5 watt agar menjadi ON. Kapasitor 0,1 mF pada kolektor Q_2 memberikan tegangan melalui resistor 470 Ohm dalam rentang waktu 0,9 ms. Pada saat sinyal trigger Q_2 menjadi low, maka kapasitor 0,1mF akan mengosongkan tegangan melalui resistor 2,2 Kohm dan 470 KOhm.

Gambar 5 menunjukkan arus koil pada sistem TCI, arus diukur menggunakan tahanan 0.05 Ohm, sesaat sebelum pengapian.



Gambar 5. Arus koil TCI pada 2607 rpm

$$i_{koil} = \frac{V}{R}$$

$$i_{koil} = \frac{160mv}{0.05} = 3,2A$$

Dengan perioda pengapian :

$$T_{ign} = 2,5 \times 4,6 = 11,5 \text{ ms}$$

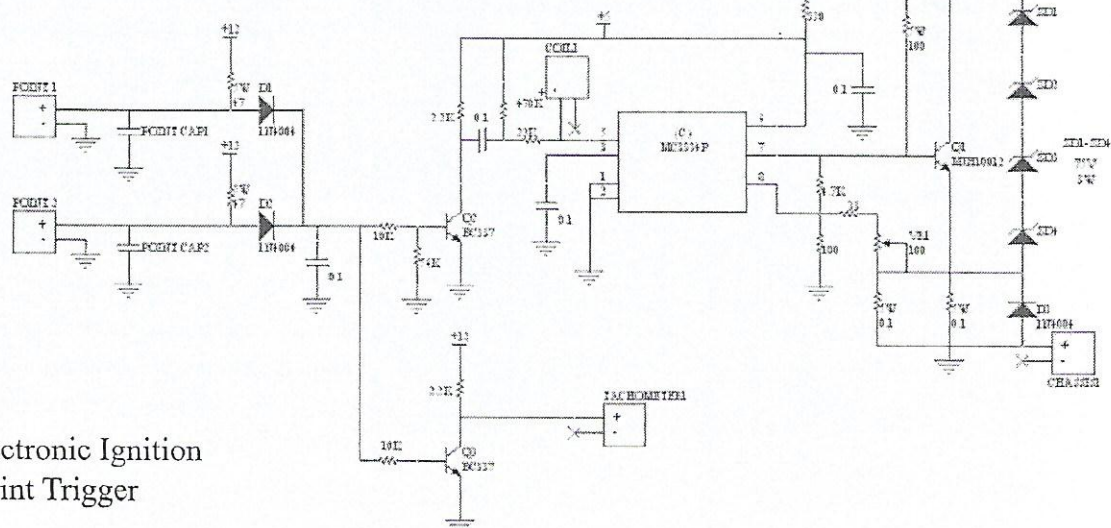
$$i_{koil} = \frac{V}{R}$$

$$i_{koil} = \frac{140mv}{0.05} = 2,8A$$

Dengan perioda pengapian

$$T_{ign} = 2,5 \times 1,8 = 4,5 \text{ ms}$$

Gambar 4. Electronic Ignition dengan Point Trigger



Sedangkan frekuensinya adalah :

$$f_{ign} = \frac{1}{T_{ign}}$$

$$f_{ign} = \frac{1}{4,5ms} = 222,2Hz$$

$$v_{motor} = f_{ign} \times \frac{2}{N_{silinder}} \times 60$$

$$v_{motor} = 222,2 \times \frac{2}{4} \times 60$$

$$v_{motor} = 6666 \text{ rpm}$$

Pada gambar 5 dan gambar 6 menggunakan sistem TCI, terlihat terjadi peningkatan arus, sehingga energi yang dihasilkan pun akan semakin besar. Energi yang disimpan pada sistem TCI pada 2607 rpm adalah :

$$E = \frac{1}{2} LI^2$$

$$E = \frac{1}{2} \times 7 \times (3,2)^2$$

$$E = 35,84mJ$$

Energi yang disimpan pada sistem TCI pada 6666 rpm adalah :

$$E = \frac{1}{2} LI^2$$

$$E = \frac{1}{2} \times 7 \times (2,8)^2$$

$$E = 27,44mJ$$

Dari perhitungan di atas, besarnya energi yang dihasilkan dari dua buah sistem pengapian, yaitu sistem konvensional dan sistem yang menggunakan TCI, ternyata energi yang dihasilkan dengan sistem TCI lebih besar.

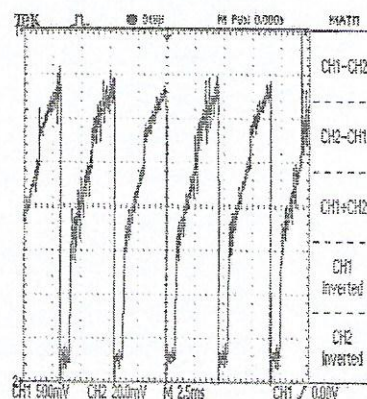
$$f_{ign} = \frac{1}{T_{ign}}$$

$$f_{ign} = \frac{1}{11,5ms} = 86,9Hz$$

$$v_{motor} = f_{ign} \times \frac{2}{N_{silinder}} \times 60$$

$$v_{motor} = 86,9 \times \frac{2}{4} \times 60$$

$$v_{motor} = 2607 \text{ rpm}$$



Gambar 6. Arus koil TCI pada 6666 rpm

4. Kesimpulan

Electronic ignition mengambil alih tugas platina sebagai penyambung dan pemutus arus dan memfungsikannya hanya sebagai sensor untuk menentukan waktu pengapian. Dengan demikian, arus yang mengalir melalui platina relatif kecil (sekitar 250 mA), sehingga dapat mengurangi terjadinya kerak dan keausan pada platina. Keuntungannya bukan hanya memperpanjang umur dari platina, tapi juga memperjarang pengaturan platina.

Electronic ignition juga memungkinkan untuk mengalirkan arus pada koil lebih awal. Hal ini menjamin bahwa energi yang tersimpan pada koil optimum pada saat pengapian, terutama pada putaran mesin tinggi.

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih kepada PPET-LIPI yang telah membiayai penelitian ini melalui anggaran DIPA 2009 sampai makalah ini dapat di publikasikan.

5. Daftar Pustaka

1. Simmons Electronic Ignition System, by Bergwall Productions Inc. Delmar Thomson Learning; (January 1990).
2. Automotive Electronic and Computer-Controlled Ignition Systems by Don Knowles (July 1990)

3. Electronic Ignition System & Est by Bergwall Productions Inc. (January 1988).
4. Anonim. 1996. "New Step 1 Training Manual". Jakarta: PT. Toyota Astra Motor.
5. Anonim. 1996. "Fundamental of Electricity Step 2". Jakarta : PT. Toyota Astra Motor.
6. Daryanto,. 2001. "Sistem Pengapian Mobil" . Jakarta : PT. Bumi Aksara.
7. Yunan. 1999."Listrik Otomotif". Bandung: PT.Angkasa.
8. Jorfri B. Sinaga., July 2003, "Pengaruh Jarak Kerenggangan Elektroda Busi Terhadap Konsumsi Bahan Bakar", Seminar Hasil Penelitian&Pengabdian pada Masyarakat, Unila 2008.

Rancang Bangun Prototype Alat Ukur Curah Hujan Intensitas Pendek (*Short Intensity*) Jarak Jauh Berbasis Bluetooth Sebagai Deteksi Dini Bencana Banjir

¹⁾Tito Yuwono, ST MSc ²⁾Ruzardi, DR

¹⁾Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Universitas Islam Indonesia, Jalan Kaliurang KM 14 Yogyakarta

Email: tito@fti.uii.ac.id, titoyuwono@yahoo.com

²⁾Jurusan Teknik Sipil, Fakultas Teknik Sipil dan Perencanaan, Universitas Islam Indonesia, Jalan Kaliurang KM 14 Yogyakarta

Email: ruzardi@ftsp.uii.ac.id

Abstract

Flooding and droughting are often related with rain intensity and, if both phenomenon happened in a certain extreme condition, it will cause a disaster. This is a repeat seasonal occurrences with certain cycle. As a seasonal cycle, it is indeed have certain recurrence. To predict this recurrence accurately, it is required to have data concerns with rain in extensive duration of record and accurate. In facts, it is hard to find an accurate records related to rain and realtime observation. Basic problems are caused by the weaknesses of recent rain intensity's apparatus, which is still works manually or semi-automatic. In this research, the prototype of a realtime, accurate and automatic rain intensity's recording equipment (rainfall gauge) will be designed and constructed. This system works based on the following principles: incoming rain in tube will be sensed, processed, kept and sent to computer by bluetooth. Methode of data sending from microcontroller to computer is carried out with communication serial using USART. Rain characteristics will be visualized in realtime, short periode easy and safe in order to predict the flood occurrences earlier. From the evaluation, it could be concluded that the equipment works properly and able to be read in realtime. The differences between device measurement and manual calculation are in the range between 0.03 mm until 0.06 mm. The differences are caused by division of the incoming total water volume in tube with counted balance volume is not a integer number.

KeyWords : rain, intensity, electronic, bluetooth, realtime

Abstrak

Kejadian banjir dan kekeringan di suatu wilayah sering dihubungkan dengan kejadian curah hujan di wilayah tersebut, dan bila kedua fenomena ini terjadi dalam keadaan ekstrim akan dapat menimbulkan bencana. Kejadian ini merupakan peristiwa musim yang akan berulang dengan siklus tertentu. Sebagai siklus musim sudah pasti mempunyai kecenderungan keberulangan tertentu. Agar kejadian keberulangan ini dapat diprediksi dengan akurat diperlukan ketersediaan data hujan dalam pencatatan yang lama, akurat, dan dapat diamati seketika. Namun hingga saat ini sulit sekali dijumpai di lapangan hasil pencatatan hujan yang akurat dan dilakukan pengamatan secara realtime. Persoalan yang mendasar adalah disebabkan kelemahan alat ukur curah hujan yang ada sekarang ini, yaitu bersifat manual atau semi otomatis. Pada penelitian ini, didesain dan dibangun prototype peralatan pencatat curah hujan yang otomatis, akurat dan realtime. Sistem ini bekerja dengan prinsip: hujan yang masuk dalam tabung disensor kemudian diolah dan disimpan serta dikirimkan ke komputer dengan menggunakan bluetooth. Metode pengiriman data dari mikrokontroler ke komputer adalah dengan komunikasi serial menggunakan USART. Karakteristik curah hujan dapat dilihat secara realtime, jangka pendek, mudah dan aman, sehingga kejadian banjir dapat diprediksi dengan cepat. Dari hasil pengujian peralatan yang telah dibuat dapat disimpulkan bahwa peralatan dapat bekerja dengan baik serta mampu untuk dibaca secara realtime. Perbedaan antara hasil pengukuran dan perhitungan manual dalam range 0,03 mm sampai 0,06 mm. Perbedaan ini terjadi karena pembagian volume air total yang masuk ke dalam tabung dengan volume timbangan yang dicounter bukan bilangan bulat.

Kata Kunci : hujan, Intensitas, elektronik, bluetooth, realtime, akurat.

1. Pendahuluan

Air hujan merupakan sumber keberadaan air di permukaan bumi serta merupakan komponen utama dalam keseimbangan siklus hidrologi. Pergerakan air ini secara alami berlaku dalam proses siklus hidrologi seperti penguapan, hujan, air limpasan dan infiltrasi. Perubahan atau gangguan terhadap komponen siklus tersebut akan mengganggu keseimbangan proses siklus keseluruhan.

Umumnya terdapat dua pengaruh ekstrim yang berlaku terhadap perubahan siklus hidrologi tersebut, yaitu: bertambahnya jumlah curah hujan yang berakibat terhadap kenaikan air limpasan permukaan atau berkurangnya jumlah curah hujan sebagai akibat terganggunya siklus hidrologi. Kedua perubahan tersebut samasama tidak menguntungkan dari tinjauan pengelolaan sumber daya air. Tetapi dampak yang sering terjadi adalah kenaikan limpasan permukaan yang berakibat pada bencana banjir.

Bencana banjir dan kekeringan bergantung dari jumlah hujan yang turun ke permukaan bumi. Jumlah hujan ini berbeda-beda dari suatu wilayah dengan wilayah lainnya, begitu juga jumlah hujan yang turun dalam suatu wilayah akan berubah sesuai dengan waktu. Biasanya jumlah hujan menunjukkan suatu hubungan yang dapat dihubungkan dengan jangka waktu lamanya hujan turun atau seringkali juga disebut dengan intensitas hujan. Kejadian banjir hampir tidak pernah disebabkan oleh turunnya hujan selama satu hari (24 jam), melainkan cukup dengan lama hujan beberapa menit saja (hujan jangka pendek). Intensitas hujan yang jatuh dalam suatu kawasan sebesar 40 mm/jam telah dapat menyebabkan kejadian banjir, (Dunn, S.M. & Mackay, R., 1995), (Dunne, T. & Leopold, L.B., 1978).

Kejadian banjir akan dapat diprediksi dengan segera jika intensitas hujan jangka pendek dapat memberikan informasi dengan segera, namun di Indonesia data ini tidak pernah dapat diperoleh. Hampir seluruh wilayah yang memiliki stasiun hujan sebagian besar pencatatan data hujan dalam

hujan harian 24 jam, tetapi juga dijumpai sebagian kecil data hujan dalam satuan jam (1 jam). Kekurangan lain dari data ini adalah bersifat manual, walaupun bersifat pencatatan semi *automatic* secara berkala harus diambil pada stasiun hujan, sehingga peramalan intensitas hujan dengan kejadian banjir tidak dapat diputuskan saat kejadian hujan berlangsung.

Penelitian ini bertujuan untuk membuat prototipe alat ukur hujan jarak jauh serta real time sehingga karakteristik curah hujan dapat langsung diketahui dengan mudah dan cepat.

2. Teori dan Alat Ukur Perhitungan Intensitas Curah Hujan

Curah hujan jangka pendek dinyatakan dengan dengan Intensitas hujan atau kelebatan hujan dalam satuan yang umum di Indonesia dinyatakan dalam mm/jam. Besarnya intensitas hujan ini untuk setiap daerah berbeda-beda hal ini disebabkan oleh topografi daerah hujan dan kekerapan/ frekuensi kejadian hujan. Hal yang cukup menarik ternyata intensitas hujan ini telah mulai mengalami perubahan dari tahun ke tahun, dan ini dibuktikan oleh peneliti yang sudah cukup lama seperti (Huff, 1977), (Loaciga, dkk., 1996), dan (Sorman, 1977), (Yperlaan, 1977).

Dalam bentuk rumus intensitas hujan dapat dinyatakan:

$$I_t = \frac{R_t}{t} \quad (1)$$

Beberapa formula empirikal untuk mengira magnitud intensitas hujan dapat ditunjukkan dalam bentuk hubungan antara intensitas hujan (I) dan lama hujan (t). Beberapa rumus yang cukup terkenal dan banyak digunakan sekarang diperoleh dari tiga persamaan yaitu persamaan Talbot, Sherman dan Ishigiro.

Rumus Talbot

$$I = \frac{a}{t + b} \quad (2)$$

dengan : t sama dengan lama hujan (menit) dan a , b adalah koefisien tertentu.

Nilai koefisien a dan b , diperkirakan dengan metode *least square method* yaitu:

$$a = \frac{[I_t][I^2] - [I_t^2][I]}{N[I^2] - [I][I]} \quad (3)$$

$$b = \frac{[I][I_t] - [I_t^2]}{N[I^2] - [I][I]} \quad (4)$$

dengan: N adalah jumlah data.

Rumus Sherman

$$I = \frac{a}{t^n} \quad (5)$$

dengan: n adalah koefisien tertentu dan t lama hujan (menit). Nilai-nilai a dan n ditentukan dengan menggunakan persamaan:

$$\log a = \frac{[\log I][(\log)^2] - [\log \log I][\log]}{N[(\log)^2] - [\log][\log]} \quad (6)$$

$$n = \frac{[\log I][\log t] - N[\log t \log I]}{N[(\log t)^2] - [\log t][\log t]} \quad (7)$$

Rumus Ishiguro

$$I = \frac{a}{\sqrt{t} + b} \quad \text{dengan: } t \text{ adalah lama hujan}$$

(menit). Nilai-nilai a dan b ditentukan dengan menggunakan persamaan:

$$a = \frac{[I\sqrt{t}][I^2] - [I^2\sqrt{t}][I]}{N[I^2] - [I][I]} \quad (8)$$

$$b = \frac{[I][I\sqrt{t}] - [I^2\sqrt{t}]}{N[I^2] - [I][I]} \quad (9)$$

Variasi lain dari rumus intensitas hujan berasal dari Mononobe, dimana rumus ini digunakan untuk menghitung hujan yang berasal dari data hujan harian. Rumus tersebut sebagai berikut:

$$I = \frac{R_{24}}{24} \left(\frac{24}{t} \right)^m \quad (10)$$

dengan: I adalah intensitas hujan dalam (mm/jam), R_{24} , curah hujan maksimum dalam 24 jam (mm), t , lamanya curah hujan dalam (jam), dan m , suatu konstanta yang nilainya dapat diambil 2/3.

2.2 Alat Ukur Hujan

(Seyhan, 1995), dan (Desa & Daud, 1999), menyarankan bahwa pemilihan tipe pengukur hujan bergantung kepada banyak faktor, antara lain: dapat dipercaya, tipe data yang diperlukan, biaya instalasi dan kemudahan perawatan dan mudahnya pengamatan. Disamping itu untuk mendapatkan gambaran spasial lapangan diperlukan juga jumlah dan kerapatan alat ukur hujan. Secara teori beberapa penulis menyarankan sebaiknya alat ukur hujan dipasang untuk mewakili keluasan 25 Km², hal ini bergantung juga kepada keadaan topografi wilayah. Akan tetapi persoalan ini khususnya di Indonesia tidak mudah dalam aplikasinya. Keterbatasan sumber daya manusia dan anggaran menyebabkan seringkali kondisi ideal ini tidak terpenuhi. Belum lagi disebabkan sistem operasi alat yang kadangkala mengalami kerusakan. Beberapa alat yang ada di Indonesia sekarang adalah sebagai berikut ini.

• Alat Ukur Hujan Manual

Alat ukur hujan manual terbuat dari tabung dengan diameter lingkaran. Pada bagian bawah dari tabung ini terdapat alat penampung berupa gelas ukur, sehingga jumlah/tinggi hujan yang jatuh (dalam satuan mm) dalam satu satuan waktu dapat diketahui. Karena alat ini bersifat manual maka pencatatan hujan hanya dilakukan dalam satu kali sehari (24 jam) dan biasanya diambil serta dicatat setiap jam 8 pagi.

Kekurangan yang mendasar dari alat ini adalah tidak memberikan informasi kejadian hujan yang sesungguhnya, karena hujan 24 jam

diakumulasi dari hujan jam-jaman. Data hujan harian ini hanya dapat memberikan informasi kejadian hujan tetapi tidak dapat digunakan untuk keperluan analisis banjir dan limpasan.

- **Alat ukur Hujan Otomatis Konvensional**

Alat ukur hujan otomatis pada prinsipnya sama dengan jarum jam berjalan dan persis sama dengan skala waktu pada jam. Pada saat hujan turun, hujan ditampung pada tabung yang mempunyai pelampung. Pelampung ini dihubungkan dengan jarum yang diberi tinta pada bagian ujungnya. Tinta akan menggores rol kertas sedangkan rol kertas berputar sesuai dengan kecepatan waktu terukur. Apabila hujan semakin deras pelampung akan naik dan tinta memberikan garisan menaik pada kertas. Semakin deras curah hujan goresan tinta akan berupa garis menaik yang tajam.

Goresan tinta pada rol kertas dapat memberikan informasi kejadian hujan dalam jangka pendek, mulai dari 1 menit hingga 3 bulan. Oleh karenanya sering petugas pencatat data hujan mengambil dalam bulanan. Kekurangannya bila kehabisan tinta atau putaran rol kertas yang macet atau bahkan rol kertas yang habis maka tidak akan memberikan informasi yang sesungguhnya. Dan alat ini tidak dapat memberikan informasi seketika antara kejadian hujan dengan prediksi kejadian banjir.

- **Alat Ukur Hujan Data Logger**

Alat ukur tipe ini merupakan generasi terbaru dari alat ukur hujan yang ada dewasa ini. Prinsip kerja dari alat yaitu tampungan volume hujan yang jatuh dikonversikan menjadi ketinggian hujan, Setiap volume tertentu air tampungan akan dibuang (limpas) dan setiap limpasan dicatat pada data logger yang dipasang pada alat. Data logger berupa chip yang akan merekam intensitas curah hujan. Jumlah hujan yang jatuh sesuai dengan jumlah rekaman volume dapat data logger. Kemudian secara berkala (3 bulan sekali) data

logger diambil dibaca dalam komputer, sehingga dapat memberikan keluaran dalam bentuk grafik intensitas hujan.

Alat ini sudah cukup sempurna, hanya saja memiliki kekurangan yang tidak dapat memberikan informasi seketika pada saat kejadian hujan. Dan ada waktu pembacaan di komputer mempunyai program khusus untuk membaca sehingga kurang kompatibel untuk digunakan.

3. Pengembangan Alat ukur Curah hujan

Alat ukur curah hujan yang diteliti dan dibuat adalah alat ukur curah hujan yang dapat mengukur curah hujan pada jarak yang jauh, realtime serta mudah dibaca. Hujan yang jatuh ditangkap dalam timbangan tabung dengan volume terukur. Pada keseimbangan tertentu tabung ini akan membuang air yang penuh dalam timbangan, dan kemudian akan mulai mengisi tabung kembali. Volume terukur dikonversi kedalam ketinggian curah hujan (dalam mm). Untai *counter* akan menghitung jumlah cacahan seberapa banyak timbangan akan membuang air yang akan digunakan sebagai dasar menghitung volume air secara keseluruhan. Data ini kemudian dikirimkan ke komputer. Piranti yang akan digunakan untuk transfer data adalah bluetooth. Jarak antara komputer dengan tabung bisa mencapai ratusan meter tergantung kemampuan jarak transfer dari bluetooth. Gambar 1 dan Gambar 2 merupakan bentuk fisik bagian dalam dan luar dari peralatan yang telah dibuat.



Gambar 1: Bentuk fisik bagian dalam hasil pengembangan alat ukur curah hujan

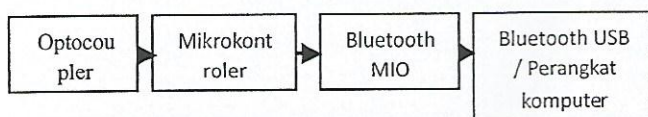


Gambar 2: Bentuk fisik bagian luar hasil pengembangan alat ukur curah hujan

Dalam rancang bangun pengembangan alat ukur curah hujan ini terdapat dua bagian : 1) Bagian perangkat keras 2) Bagian perangkat lunak. Kedua bagian tersebut akan dibahas di sub bab di bawah ini.

3.1 Bagian Perangkat Keras

Bagian perangkat keras dari peralatan ini meliputi tabung dengan luasan corong sebesar $200,96 \text{ cm}^2$. Bahan yang digunakan adalah alumunium. Peralatan elektronik yang menjadi rekayasa utama pada penelitian ini digambarkan sebagai blok diagram pada Gambar 3.



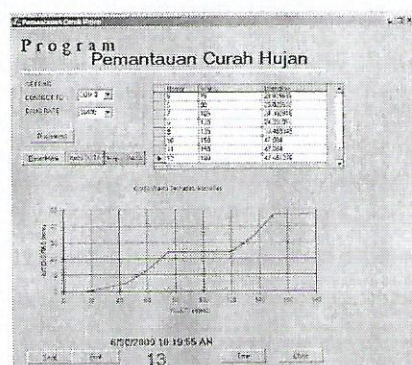
Gambar 3: Blok diagram sistem

Setiap data cacahan curah hujan yang ditangkap oleh sensor langsung dikirim menuju mikro menggunakan port I/O. Data yang diterima oleh mikrokontroler akan disimpan menuju *EEPROM* yang selanjutnya dikirim menggunakan media *Bluetooth* ke perangkat komputer. Data yang belum dikirim oleh *Bluetooth* akan disimpan di *EEPROM* hingga data tersebut dikirim ke komputer. Metode pengiriman data dari mikrokontroler ke komputer dengan media *Bluetooth* secara *serial* menggunakan *USART*. Dengan *baudrate* 38400 sesuai dengan sistem *datasheet Bluetooth MIO*.

3.2 Bagian Perangkat Lunak

Bagian perangkat lunak peralatan ini meliputi perangkat lunak untuk mikrokontroler sebagai kendali utama dan perangkat lunak untuk tampilan hasil pengukuran curah hujan agar mudah dibaca.

Untuk tampilan hasil pengukuran digunakan software visual basic. Visualisasi tampilan dapat dilihat pada Gambar 4.



Gambar 4 : Visualisasi tampilan hasil pengukuran dalam bentuk tabel dan grafik

Kolom kiri atas berupa pengaturan dari *com port* yang digunakan beserta *baudrate* yang terbaik. Hal ini harus ditentukan terlebih dahulu agar tidak terjadi kesalahan saat komunikasi dijalankan. Tombol "*connect*" digunakan untuk melakukan komunikasi antara visual basic dengan mikrokontroler.

Tabel yang terdapat di sisi kanan atas berfungsi menampilkan curah hujan hasil dari perhitungan, dengan tampilan akumulatif. Sehingga akan terus bertambah sesuai dengan curah hujan yang dihitung dan tidak kembali ke nol, bila tidak terdapat curah hujan.

Gambar grafik menunjukkan besarnya intensitas curah hujan terhadap waktu. Sumbu y merupakan intensitas curah hujan dengan satuan mm. pada sumbu x merupakan waktu. Pengukuran dilakukan setiap 15 menit. Untuk dapat mengakses data intensitas curah hujan yang terdapat di tabel, dapat melalui program *Microsoft office access*. Dengan membuka file "*data_counting*". Dalam file tersebut terdapat data intensitas akumulatif beserta tanggal.

4. Pengujian

Pengujian alat ukur ini dilakukan dengan menggunakan curah hujan buatan. Curah hujan buatan dilakukan dengan menjatuhkan air ke dalam tabung dengan volume tertentu. Dari volume air yang dijatuhkan ke dalam tabung maka intensitas curah hujan dapat dihitung secara manual dengan menggunakan rumus volume total dibagi dengan luasan permukaan tabung. Tabel 1 menunjukkan hasil pengujian dibandingkan dengan perhitungan manual.

Tabel 1. Hasil Pengujian

No	Volume air	I _{manual} (mm)	Jumlah ketukan	I _{otomatik} (mm)
1	50ml	2,5	4	2,269108
2	100ml	5	8	4,538217
3	500ml	25	43	24,392914
4	1000ml	50	87	47,083997

Pada Tabel 1, baris pertama terjadi 4 ketukan maka bernilai 2,269108, pada baris kedua terdapat 8 ketukan yang bernilai 4,538217. Seterusnya saat sistem mendapat curah hujan yang padat maka setiap ketukan tidak luput dari perhitungan tabel. Tabel diatas dapat dilihat perbedaan yang tidak jauh berbeda dengan perhitungan manual. Hal tersebut dapat terjadi karena perhitungan alat ukur curah hujan terbagi setiap timbangan yaitu 11,40 ml. dari hal itu maka perhitungan akan dimulai setiap ketukan timbangan atau 11,40ml volume curah hujan.

Karena pembagian setiap *volume* curah hujan total dengan volume timbangan tidak dapat tidak berbentuk bilangan bulat, maka perbedaan ini akan muncul sebagai hal wajar. Ketika curah hujan meningkat maka perbedaan ini semakin kecil.

Setiap 'n' waktu menunjukan timer telah menghitung selama 15 menit. Dengan pertimbangan waktu ideal penyimpanan data di EEPROM. Setelah dari EEPROM data dapat di ambil melalui tampilan antarmuka di perangkat komputer.

Selain pengujian di hasil pengukuran curah hujan, juga telah diuji kinerja bluetooth dan pengujian *counter*. Pengujian *Bluetooth* menunjukan bahwa jarak yang ideal antara perangkat komputer dengan perangkat sistem curah hujan 100 m. Dengan catatan halangan yang dilalui tidak terlalu mengganggu. Pengujian *counter* menunjukan bahwa *counter* langsung menghitung ketika sistem dihidupkan tanpa harus terkoneksi dengan perangkat komputer / *laptop*. Dan akan tetap menghitung hingga 80 hari, meski data didiamkan di *EEPROM*.

5. Kesimpulan

Dari hasil perancangan, pembuatan dan pengujian, maka dapat disimpulkan sebagai berikut: peralatan hasil pengembangan dapat berfungsi dengan baik dan mampu digunakan untuk digunakan mengukur curah hujan secara otomatis dan hasilnya dapat dilihat secara *realtime*. Dengan dapat dilihat secara *realtime* maka kejadian banjir suatu kawasan dapat prediksi dengan cepat. Penelitian ini akan dilanjutkan dengan mengembangkan lebih lanjut dari peralatan yang sudah dibuat yaitu peralatan curah hujan berbasis IP (*Internet Protocol*). Dengan peralatan berbasis IP diharapkan semakin memudahkan pemantauan karakteristik curah hujan dari berbagai wilayah dan dilakukan secara bersama-sama dari tempat manapun (*every where*).

6. Daftar Pustaka

1. Dunn, S.M. & Mackay, R. Spatial variation in evapotranspiration and the influence of land use cathment hydrology. *Journal of Hydrology*. 171: 49-73. 1995
2. Desa M, M.N. and Daud, Z. Interpretation of spatial and temporal properties of annual and monthly rainfall in Selangor Malaysia. *Proceeding of the National Conference on Hydrology*, hal 1 - 11. Kuala Lumpur:Hydrological Technical Centre. 1999

3. Dunne, T. & Leopold, L.B. *Water in environmental planning*. USA: W.H Freeman and Company. 1978.
4. Huff, A.F. Urban effects on rainfall in Midwestern United State. *Proceeding of the Amsterdam Symposium*. 3-29. Paris : IAHS/AISH-UNESCO.1977
5. Loaciga, H.A., Valdes, J.B., Vogel, R. Garvey, J.& Scharz, H. Global warming and the hydrologic cycle. *Journal of Hydrology*. 174: 83-127. 1996.
6. Seyhan Ersin, *Dasar dasar Hidrologi*. Terjemahan Sentot Subagyo. Gajahmada University Press. 1995.
7. Sorman, A.U. Some aspects of the effects of urban development on thundestorms in the southeast coastal plain of Georgia, USA. *Proceedings of the Amsterdam Symposium*. Paris. IAHS/AISH-UNESCO. 1977.
8. Yperlaan, G.Y. Statistical evidence of the influence of urbanization on precipitation in the Rijnmond area. *Proceeding of the Amsterdam Symposium*. Paris: IAHS/AISH-UNESCO. 1977.

Desain Struktur Baru Microring Resonator(MRR) :Asymmetric Parallel-Cascaded Microring-Resonator (APCMR) dengan Pendekatan Numerik dan Simulasi Komputer.

Dadin Mahmudin dan Iip Syarif H

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi-LIPI Bandung,

Kampus LIPI Jl.Sangkuriang Bandung 40135

Telp/Fax: 022-2504660,2504661/2504659

dadin@ppet.lipi.go.id

Abstract

Asymmetric Parallel-Cascaded Microring-Resonator (APCMR) is an innovative form of Microring-Resonator. This resume is meant to find the optimum design using a computer simulation program. The result of simulations of the APCMR structure will have optimum design when ring-1 is in front of ring-2 and $K_1 = 0.7$, $K_2 = 0.01$, and $K_3(=K_4) = 0.237$ it will resulted in FSR APCMR as much as 150 GHz, the cross talk at 100 GHz is -10 dB and the bandwidth as much as 14.4 GHz. Simulation result shows that no Vernier effect occurring on the APCMR so that the resulting total FSR did not experience the widening of 150 GHz (= FSR ring-2).

Keywords: *asymetric parallel-cascaded, microring resonator, vernien effect*

Abstrak

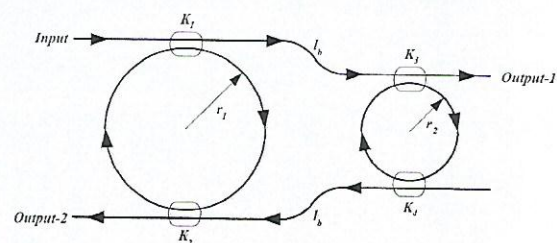
Asymmetric Parallel-Cascaded Microring-Resonator(APCMR) merupakan bentuk inovatif dari Microring Resonator. Makalah ini bertujuan untuk mencari desain optimum dengan melakukan simulasi. Simulasi komputer pada struktur baru APCMR akan mendapatkan disain optimum ketika ring-1 didepan ring-2 dengan nilai $K_1 = 0.7$, $K_2 = 0.01$, dan $K_3(=K_4) = 0.237$ yang menghasilkan FSR sebesar 150 GHz, crosstalk (100 GHz) sebesar -10 dB, dan bandwidth sebesar 14.4 GHz. Hasil simulasi juga menunjukkan bahwa tidak terjadi efek vernier pada struktur ini sehingga FSR total yang dihasilkan tidak mengalami pelebaran yaitu sebesar 150 GHz (= FSR ring-2).

Kata Kunci: *asymetric parallel-cascaded, microring resonator, efek vernien*

1. Pendahuluan

Asymmetric Parallel-Cascaded Microring-Resonator(APCMR) merupakan bentuk inovatif dari Microring Resonator. Struktur filter optik dengan Asymmetric Parallel-Cascaded Microring-Resonator (APCMR) ditunjukkan oleh Gambar 1. APCMR terdiri dari dua buah ring yang tidak sama besar dengan diameter r_1 dan r_2 . Kedua buah ring tersebut disusun secara paralel-kaskade dan dikopling ke saluran waveguide. Kopling 1 dan 2 (K_1 dan K_2) menghubungkan ring-1 dengan saluran, sedangkan kopling 3 dan 4 (K_3 dan K_4) menghubungkan ring-2 dengan saluran. Kedua ring dipisahkan oleh saluran yang berjarak l_b .

Filter ini mempunyai satu input dan dua output (output resonansi dan antiresonansi).



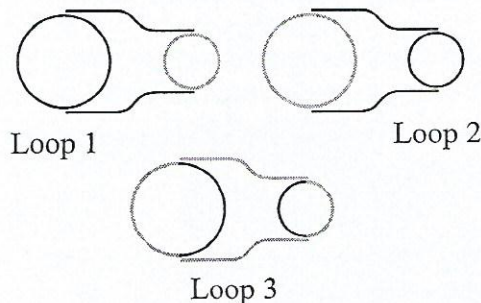
Gambar 1: Diagram Skematik APCMR

Pada makalah ini akan dibahas disain optimum dari APCMR dan juga dilihat apakah terjadi efek vernier pada struktur baru ini. Struktur-struktur yang dibuat akan dibuat model

matematisnya dengan menggunakan metode *signal flow graph* dan *transfer matrix*. Setelah itu akan dilakukan simulasi dengan program komputer mencari desain optimum dari struktur tersebut.

2. Tinjauan Pustaka

APCMR mempunyai 3 buah loop tertutup yaitu loop 1 (ring-2 dengan jari-jari r_2), loop 2 (ring-1 dengan jari-jari r_1), dan loop 3 (setengah ring-1 + setengah ring-2 +). Tiga buah loop tertutup APCMR ditunjukkan oleh Gambar 2.



Gambar 2: Loop tertutup pada APCMR

FSR dari APCMR dapat dituliskan dengan :

$$FSR_{\text{apcmr}} = N \frac{c}{\text{neff} 2\pi r_2} = M \frac{c}{\text{neff} 2\pi r_1} = L \frac{c}{\text{neff} (\pi r_1 + \pi r_2 + 2l_b)} \quad (1)$$

Panjang l_b adalah $\pi r_2 < l_b < \pi r_1$. Dengan menganggap $l_b = \pi r_1$, $l_1 = \pi r_1$, dan $l_2 = \pi r_2$

maka persamaan masing-masing loop tertutup adalah :

$$\begin{cases} \text{Loop 1} = 2l_1 \\ \text{Loop 2} = 2l_2 \\ \text{Loop 3} = 3l_1 + l_2 \end{cases} \quad (2)$$

Resonansi akan terjadi bila delay fasa (*phase delay*) di tiap loop memenuhi persamaan berikut:

$$\begin{cases} \beta (2l_2) = 2\pi N \cdot N_c \\ \beta (2l_1) = 2\pi M \cdot N_c \\ \beta (3l_1 + l_2) = 2\pi L \cdot N_c \end{cases} \quad (3)$$

Dimana N_c adalah kelipatan terkecil dari angka resonansi (N , M , dan L) di tiap-tiap loop. FSR dari APCMR akan muncul apabila N , M , dan L merupakan bilangan prima. Persamaan (3) akan menghasilkan hubungan :

$$\begin{cases} 3M + N = 2L \\ l_1 = \frac{M}{N} l_2 \end{cases} \quad (4)$$

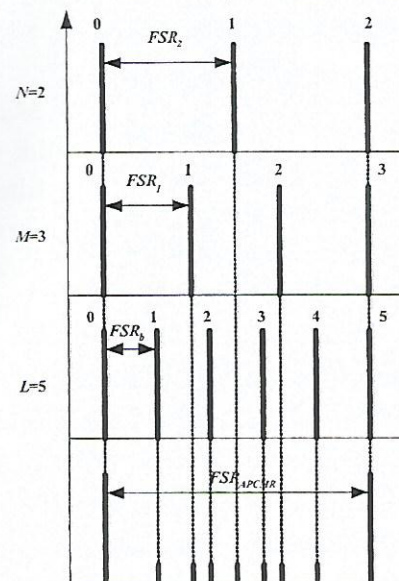
Nilai terkecil dari didapat bila l_1 , sehingga persamaan (4) menjadi :

$$4N + 3 = 2L \quad (5)$$

$$L = 2N + 1.5 \quad (6)$$

Apabila diambil nilai $N = 2$, maka akan menghasilkan nilai $L = 5.5$ dan nilai $M = 3$. Agar menghasilkan bilangan prima dan panjang $l_b < \pi r_1$, maka nilai L dibulatkan menjadi 5. Penjelasan efek *vernier* pada APCMR dengan $N = 2$, $M = 3$, dan $L = 5$ ditunjukkan pada Gambar 3. FSR_1 adalah FSR loop 1 (ring-2), FSR_2 adalah FSR loop 2 (ring-1), dan FSR_b adalah FSR_b loop 3 ($1/2$ ring-1 + $1/2$ ring-2 + $2l_b$).

Pada desain APCMR ini, digunakan nilai $N = 2$, $M = 3$, dan $L = 5$ dengan FSR APCMR sebesar 300 GHz. Nilai N , M , dan L tersebut akan menghasilkan FSR_2 sebesar 150 GHz, FSR_1 sebesar 100 GHz, dan FSR_b sebesar 60 GHz.



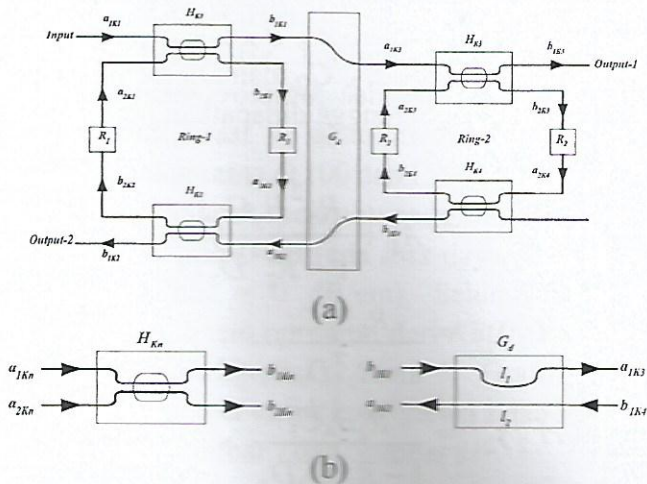
Gambar 3: Efek vernier pada APCMR

3. Metoda Penelitian

Perhitungan *transfer function* dari APCMR memakai metoda gabungan antara *transfer matrix* dan metoda *signal flow graph*. APCMR dapat dibagi menjadi dua buah komponen utama yaitu komponen kopling dan komponen *double delay-line* seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4. Komponen kopling yaitu H_{K1} , H_{K2} , H_{K3} , dan H_{K4} sedangkan komponen *double delay-line* yaitu G_d . Komponen R merupakan komponen *single delay-line*.

Transfer matrix dari kopling $[H_{Kn}]$ dan *double delay-line* $[G_d]$ adalah :

$$\begin{cases} [H_{Kn}] = \sqrt{1-\gamma} = \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix}, n = 1, 2, 3, 4 \\ [G_d] = \begin{bmatrix} e^{j(\beta-j\alpha)l_b} & 0 \\ 0 & e^{-j(\beta-j\alpha)l_b} \end{bmatrix}, \\ R_n = e^{-j(\beta-j\alpha)\pi r_n}, n = 1, 2 \end{cases} \quad (7)$$



Gambar 4: (a) Diagram blok APCMR
(b) Diagram blok kopling dan *double delay-line*

Pada persamaan (7) dianggap kopling mempunyai *loss* daya yang sama yaitu γ dan kedua ring mempunyai konstanta propagasi β dan konstanta redaman α yang sama pula.

Berdasarkan Gambar 4(b), maka *transfer matrix* dari masing-masing kopling dan *double delay-*

line, yaitu :

a. Untuk kopling 1

$$\begin{bmatrix} b_{1K1} \\ b_{2K1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1K1} \\ a_{2K1} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

b. Untuk kopling 2

$$\begin{bmatrix} b_{1K2} \\ b_{2K2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1K2} \\ a_{2K2} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

c. Untuk kopling 3

$$\begin{bmatrix} b_{1K3} \\ b_{2K3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1K3} \\ a_{2K3} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

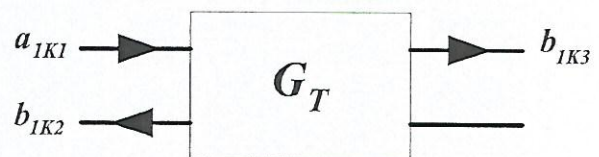
d. Untuk kopling 4

$$\begin{bmatrix} b_{1K4} \\ b_{2K4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_4 & B_4 \\ C_4 & D_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1K4} \\ a_{2K4} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

e. Untuk *double delay-line*

$$\begin{bmatrix} b_{1K1} \\ a_{1K2} \end{bmatrix} = [G_d] \begin{bmatrix} a_{1K3} \\ b_{1K4} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

Dari Gambar 4 (a) dapat dilihat bahwa *input* APCMR adalah a_{1K1} sedangkan *output-1* dan *output-2* adalah b_{1K3} dan b_{1K2} , sehingga APCMR dapat dimodelkan menjadi :



Gambar 5: Pemodelan APCMR

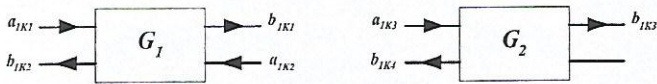
Dengan *transfer matrix* :

$$\begin{bmatrix} a_{1K1} \\ b_{1K2} \end{bmatrix} = [G_T] \begin{bmatrix} b_{1K3} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (G_T)_{11} & (G_T)_{12} \\ (G_T)_{21} & (G_T)_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{1K3} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

Matriks $[G_T]$ merupakan *transfer matrix* untuk konfigurasi *feed-backward*, sedangkan konfigurasi *feed-forward* untuk APCMR adalah :

$$\begin{bmatrix} b_{1K3} \\ b_{1K2} \end{bmatrix} = [H_T] \begin{bmatrix} a_{1K2} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (H_T)_{11} & (H_T)_{12} \\ (H_T)_{21} & (H_T)_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1K2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Matriks $[G_T]$ diperoleh dari perkalian antara *transfer matrix* tiap ring dan *double delay-line*. Ring-1 $[G_1]$ dan ring-2 $[G_2]$ dapat dimodelkan menjadi :



Gambar 6: Pemodelan ring-1 dan ring-2

Sehingga persamaan (13) menjadi :

$$\begin{bmatrix} a_{1K1} \\ b_{1K2} \end{bmatrix} = [G_1] \cdot [G_d] \cdot [G_2] \cdot \begin{bmatrix} b_{1K3} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

Berdasarkan *transfer matrix* APCMR di persamaan (13), maka transmitansi dari *output* antiresonansi (T_{ar}) dan *output* resonansi (T_r) dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$T_{ar} = \left| \frac{b_{1K3}}{a_{1K1}} \right|^2 = |(H_T)_{11}|^2, \quad (16)$$

$$T_r = \left| \frac{b_{1K2}}{a_{1K1}} \right|^2 = |(H_T)_{21}|^2, \quad (17)$$

Matriks $[G_1]$ dan $[G_2]$ merupakan bentuk *feed-backward* dari matriks $[H_1]$ dan $[H_2]$ untuk ring-1 dan ring-2.

Dengan menggunakan metoda *signal flow graph* akan didapatkan bentuk akhir dari, $(H_1)_{11}$, $(H_1)_{12}$, $(H_1)_{21}$, dan $(H_1)_{22}$ yaitu :

$$\begin{cases} (H_1)_{11} = A_1 + \frac{R_1^2 B_1 C_1 D_2}{1 - R_1^2 D_1 D_2}, \\ (H_1)_{12} = \frac{R_1 B_1 C_2}{1 - R_1^2 D_1 D_2}, \end{cases}$$

$$\begin{cases} (H_1)_{21} = \frac{R_1 B_2 C_1}{1 - R_1^2 D_1 D_2}, \\ (H_1)_{22} = A_2 + \frac{R_1^2 B_2 C_2 D_1}{1 - R_1^2 D_1 D_2}, \end{cases} \quad (18)$$

Sehingga :

$$\begin{cases} (G_1)_{11} = \frac{1}{(H_1)_{11}}, \\ (G_1)_{12} = -\frac{(H_1)_{12}}{(H_1)_{11}}, \\ (G_1)_{21} = \frac{(H_1)_{21}}{(H_1)_{11}}, \\ (G_1)_{22} = (H_1)_{22} - \left(\frac{(H_1)_{12} (H_1)_{21}}{(H_1)_{11}} \right), \end{cases} \quad (19)$$

Untuk bentuk akhir dari $(H_2)_{11}$, $(H_2)_{12}$, $(H_2)_{21}$, dan $(H_2)_{22}$, didapatkan dengan mengganti nilai A_1 , B_1 , C_1 , D_1 , dan R_1 pada persamaan (18) menjadi A_3 , B_3 , C_3 , D_3 , dan R_2 . Sedangkan nilai A_2 , B_2 , C_2 , dan D_2 menjadi A_4 , B_4 , C_4 dan D_4 . Sehingga didapatkan persamaan (20).

$$\begin{cases} (H_2)_{11} = A_3 + \frac{R_2^2 B_3 C_3 D_4}{1 - R_2^2 D_3 D_4}, \\ (H_2)_{12} = \frac{R_2 B_3 C_4}{1 - R_2^2 D_3 D_4}, \\ (H_2)_{21} = \frac{R_2 B_4 C_3}{1 - R_2^2 D_3 D_4}, \\ (H_2)_{22} = A_4 + \frac{R_2^2 B_4 C_4 D_3}{1 - R_2^2 D_3 D_4}, \end{cases} \quad (20)$$

4. Hasil Simulasi APCMR dan Pembahasan

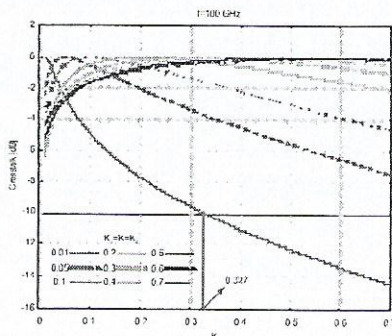
Dari respon frekuensi APCMR, maka dapat dicari nilai *crosstalk* di frekuensi 100 GHz dan 150 GHz untuk masing-masing perubahan nilai kopling (K_1 , K_2 , K_3 , dan K_4). Kedua nilai frekuensi tersebut digunakan untuk mengetahui apakah

terjadi efek *vernier* pada APCMR. Frekuensi 100 GHz merupakan *FSR* dari ring-1 dan frekuensi 150 GHz merupakan *FSR* dari ring-2. Konfigurasi perubahan nilai kopling yang digunakan antara lain:

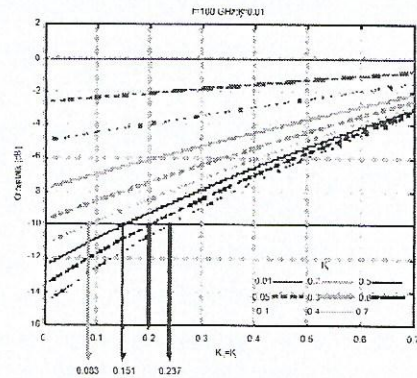
1. $K_1(=K_2=K_3=K_4) = 0.01, 0.7$
2. $K_1 = 0.01, 0.7$; $K_2(=K_3=K_4) = 0.01, 0.05, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7$
3. $K_1(=K_2) = 0.01, 0.7$; $K_3(=K_4) = 0.01, 0.05, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7$
4. $K_1(=K_3) = 0.01, 0.7$; $K_2(=K_4) = 0.01, 0.05, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7$
5. $K_3(=K_4) = 0.01, 0.7$; $K_2 = 0.01, 0.1, 0.3, 0.5, 0.7$; $K_1 = 0.01, 0.05, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7$

Dengan melihat nilai *crosstalk* di frekuensi 100 dan 150 GHz untuk masing-masing konfigurasi nilai kopling, maka dapat dicari disain optimum dari APCMR.

Dari simulasi komputer, didapatkan bahwa konfigurasi 1, 2, 3, dan 5 akan menghasilkan *crosstalk* di 150 GHz sebesar 0 dB. Sedangkan di frekuensi 100 GHz, konfigurasi 1 dan 3 juga menghasilkan *crosstalk* sebesar 0 dB. Khusus untuk konfigurasi 4, akan menghasilkan nilai *crosstalk* yang sama di 100 dan 150 GHz sebesar < 0 dB, tetapi puncak spektrum pada konfigurasi ini berada di bawah 0 dB (ada *loss* daya pada ring, walaupun nilai = 0 dB/cm). Sehingga untuk menentukan disain optimum dari APCMR, maka digunakan konfigurasi 2 dan 5. Grafik hasil simulasi komputer untuk konfigurasi 2 dan 5 dapat dilihat pada Gambar 7 dan Gambar 8.

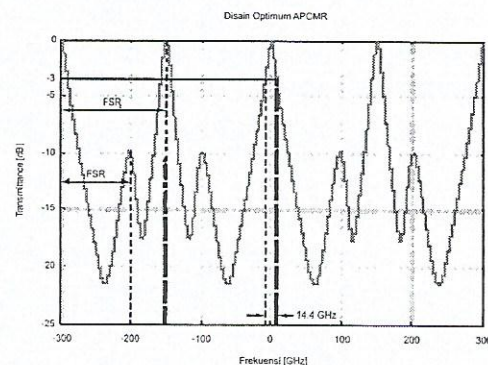


Gambar 7: Karakteristik *crosstalk* APCMR untuk nilai K_1 yang bervariasi



Gambar 8: Karakteristik *crosstalk* APCMR untuk nilai $K_3(=K_4)$ yang bervariasi

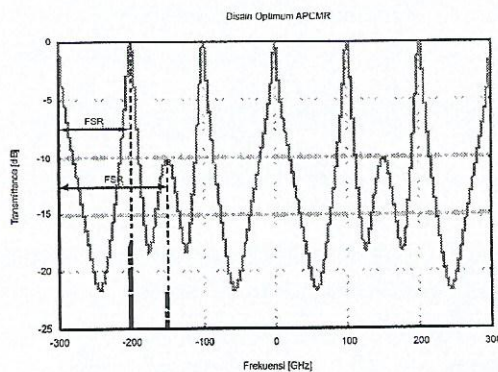
Dari Gambar 7 dan 8, dapat dilihat bahwa semua *crosstalk* yang dihasilkan bernilai > -20 dB. Sehingga untuk mencari disain optimum dari APCMR, digunakan nilai *crosstalk* sebesar -10 dB. Dari beberapa nilai kopling diatas, maka didapatkan disain optimum untuk APCMR yaitu untuk nilai $K_1 = 0.7$, $K_2 = 0.01$, dan $K_3(=K_4) = 0.237$. Nilai kopling tersebut akan menghasilkan *crosstalk* di 100 GHz sebesar -10 dB dan *bandwidth* sebesar 14.4 GHz. Respon frekuensi disain optimum APCMR ditunjukkan pada Gambar 9.



Gambar 9: Respon frekuensi dari disain optimum APCMR untuk nilai $K_1 = 0.7$, $K_2 = 0.01$, dan $K_3(=K_4) = 0.237$

Gambar 9 menunjukkan bahwa tidak terjadi efek *vernier* pada APCMR karena puncak spektrum dari ring-2 tidak ditekan. Hal ini mengakibatkan *FSR* APCMR yang seharusnya sebesar 300 GHz menjadi sebesar 150 GHz (=

FSR ring-2). Dengan mengubah kedudukan ring yaitu ring-2 menjadi didepan ring-1, juga dihasilkan nilai *FSR* APCMR yang sama (150 GHz). Apabila nilai kopling diubah, yaitu menjadi $K_1(=K_2) = 0.237$, $K_3 = 0.7$, dan $K_4 = 0.01$ dengan kedudukan ring-1 didepan ring-2 maka akan dihasilkan *FSR* APCMR sebesar 100 GHz ($= FSR$ ring-1) dan *crosstalk* -10 dB terdapat di frekuensi 150 GHz (Gambar 10).



Gambar 10: Respon frekuensi dari disain optimum APCMR untuk nilai $K_1(=K_2) = 0.237$, $K_3 = 0.7$, dan $K_4 = 0.01$

5. Kesimpulan

Simulasi komputer pada struktur baru APCMR akan mendapatkan disain optimum ketika ring-1 didepan ring-2 dengan nilai $K_1 = 0.7$, $K_2 = 0.01$, dan $K_3(=K_4) = 0.237$ yang menghasilkan *FSR* sebesar 150 GHz, *ripple ratio* sebesar 0 dB, *crosstalk* (100 GHz) sebesar -10 dB, dan *bandwidth* sebesar 14.4 GHz. Hasil simulasi juga menunjukkan bahwa tidak terjadi efek *vernier* pada struktur ini sehingga *FSR* total yang dihasilkan tidak mengalami pelebaran yaitu sebesar 150 GHz ($= FSR$ ring-2).

Ucapan Terima Kasih

Penelitian ini didanai melalui DIPA Tematik PPET-LIPI tahun anggaran 2008 untuk itu kami ucapkan terimakasih atas terlaksananya penelitian tersebut

6. Daftar Pustaka

1. R. Grover, V. Van, T. A. Ibrahim, P. P. Absil, L. C. Calhoun, F. G. Johnson, J. V. Hryniewicz, P. T. Ho, "Parallel-Cascaded Semiconductor Microring Resonators for High-Order and Wide-*FSR* Filters", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 20, No.5, Mei 2002.
2. Andrea Meloni, "Synthesis of a Parallel-Coupled Ring-Resonator Filter", *Optics Letters*, Vol. 26, No. 12, Juni 2001.
3. Dominik G. Rabus, "Realization of Optical Filters Using Ring Resonator With Integrated Semiconductor Optical Amplifiers in GaInAsP/InP", *Graduation Dissertation Heinrich-Hertz-Institut fur Nachrichtentechnik Berlin GmbH*, 2002.
4. Giovanni Barbarossa, Anna Maria Matteo, Mario N. Armenise, "Theoretical Analysis of Triple-Coupler Ring-Based Optical Guided-Wave Resonator", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 13, No. 2, Februari 1995.
5. Otto Schwelb, Istva Frigyes, "Vernier Operation of Series Coupled Optical Microring Resonators Filters", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 39, No. 4, November 2003.

Kinerja Algoritma Leach pada Jaringan Sensor Nirkabel

Arief Suryadi S *), Stefanus Enggar Pradipta **) dan Agus Virgono **)

*) Peneliti Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI
Komplek LIPI, Jl. Sangkuriang, Bandung 40135, Indonesia

**) Departemen Teknik Telekomunikasi, Institut Teknologi Telkom
Jl. Telekomunikasi Dayeuhkolot, Bandung 40257 Indonesia

Email: arief@ppet.lipi.go.id, stefanus_enggar@yahoo.com, dan
agv@sttelkom.ac.id.

Abstract

This paper discusses about performance of Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy (LEACH) on a wireless sensor network. In this discussion, LEACH was simulated in a group of sensor nodes which are configured in either ideal or non-ideal cluster. The analysis of these configurations then was focused on two QoS parameters which are throughput and packet loss. Furthermore, Direct Transmission algorithm was also introduced in the discussion.

Simulation result shows that the configuration of sensor nodes in ideal cluster produced better performance compare to the result when the sensor nodes were performed in non-ideal cluster. In the ideal cluster configuration, the average throughput rose nearly maximum point, while the average packet loss reduced significantly. In addition, LEACH also gives better performance compare to the conventional direct transmission since the position of sensor nodes are close to the cluster-head rather than the link to the access point.

Keywords: *Wireless Sensor Network, LEACH, Direct Transmission, Access Point, Cluster-Head*

Abstrak

Tulisan ini membahas kinerja algoritma LEACH (Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy) pada jaringan sensor nirkabel. Pada pembahasan ini, LEACH disimulasikan sebagai kumpulan sejumlah sensor node yang dikonfigurasi baik dalam skema kluster ideal atau tidak ideal. Analisis kinerja dari kedua konfigurasi tersebut selanjutnya difokuskan pada dua parameter QoS yaitu nilai rata-rata throughput dan packet loss. Lebih lanjut, algoritma Direct Transmission juga dibahas pada tulisan ini.

Hasil simulasi menunjukkan bahwa konfigurasi sensor node pada kluster ideal menghasilkan performansi yang maksimal dibandingkan pada konfigurasi tidak ideal. Pada kondisi kluster ideal, rata-rata throughput meningkat hingga mencapai nilai maksimum, sedangkan rata-rata packet loss berkurang secara signifikan. Selain itu, LEACH juga memberikan kinerja yang lebih baik jika dibandingkan dengan algoritma Direct Transmission, selama posisi sensor node lebih dekat dengan cluster-head dari pada access point.

Kata Kunci: *Jaringan Sensor Nirkabel, LEACH, Direct Transmission, Access Point, Cluster-Head*

1. Pendahuluan

Jaringan sensor nirkabel (*wireless sensor network*) merupakan jaringan yang terdiri dari sejumlah *sensor node*, yang didistribusikan dalam suatu lingkungan objek tertentu (*sensor field*), dan secara khusus dapat difungsikan untuk pendeteksian fenomena objek tersebut. Pada umumnya, suatu *sensor node* merupakan

perangkat elektronik yang terdiri dari komponen sensor, pemroses data dan komunikasi radio. Setiap *sensor node* memanfaatkan komunikasi radio untuk transmisi data dan koneksi dengan sesamanya.

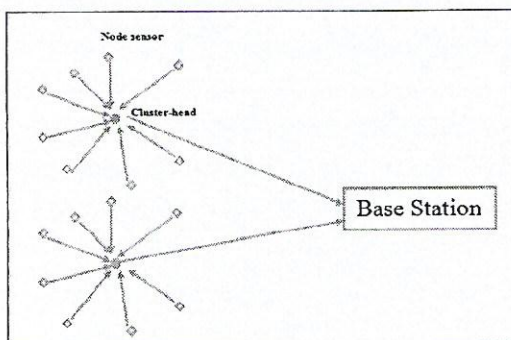
Berdasarkan konsumsi energinya, masa aktif *sensor node* dapat ditingkatkan dengan dua cara yaitu dengan menambah suplai energi atau mengurangi konsumsi energi. Menambah suplai

energi dapat dilakukan dengan menambah kapasitas *battery*, sedangkan mengurangi konsumsi energi dapat dilakukan dengan cara mendisain rangkaian *sensor node* yang membutuhkan daya listrik rendah, menggunakan *operating system* yang sederhana serta mendesain protokol dan algoritma jaringan yang menggunakan energi lebih sedikit [2].

Dalam hal pengembangan protokol dan algoritma jaringan, salah satu solusi untuk mengatasi masalah efisiensi energi adalah dengan menggunakan algoritma LEACH (*Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy*). Algoritma LEACH bertujuan untuk mengurangi konsumsi energi pada sensor nirkabel dengan cara membagi sejumlah *sensor node* ke dalam kluster-kluster sehingga data yang dikirim tiap *sensor node* tidak harus menuju langsung ke *base station* namun cukup melalui *cluster-head* yang terdapat pada setiap kluster.

2. LEACH (*Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy*)

Algoritma LEACH merupakan *routing protocol* yang membentuk kluster-kluster dari sejumlah *sensor node* berdasarkan kekuatan sinyal yang diterimanya [1]. Algoritma ini diawali dengan pemilihan suatu *sensor node* sebagai *cluster-head* (CH) dan *non-CH* sebagai anggota sehingga membentuk sebuah kluster. Mekanisme *clustering* ini dapat menghemat energi karena hanya *cluster-head* yang melakukan transmisi data ke *base station* (BS), sedangkan *sensor node*



Gambar 1: Topologi Jaringan Algoritma LEACH [1].

yang lain cukup mengirimkan data ke masing-masing *cluster-head*. Akibatnya, konsumsi energi berkurang, sehingga *lifetime* jaringan sensor nirkabel menjadi maksimal.

Topologi dasar jaringan yang dibentuk pada algoritma LEACH secara sederhana dapat direpresentasikan oleh gambar 1.

Karakteristik dari algoritma LEACH dapat dijelaskan sebagai berikut:

- Memiliki kanal propagasi yg simetris.
- *Base station* diletakan jauh dari *sensor node* dan dapat bersifat statis.
- Semua *sensor node* dapat mengirim data ke *base station* melalui masing-masing *cluster-head*.
- *Cluster-head* harus memiliki kemampuan mengkompresi data.
- *Sensor node* memiliki sifat homogen satu sama lain, baik dari jumlah energi, bentuk, ukuran dan sebagainya.

Operasi LEACH terbagi atas beberapa sesi, bergantung pada jumlah *cluster-head* yang diinginkan dan masa observasi. Mekanisme LEACH memastikan setiap *sensor node* akan menjadi *cluster-head* untuk satu sesi. Hal ini menyebabkan kedudukan *cluster-head* menjadi tidak tetap atau bergantian, sehingga suatu kluster memiliki formasi yang dinamis atau berubah-ubah untuk setiap sesi. Untuk setiap sesi, algoritma LEACH dibagi menjadi 2 fase yaitu fase setup dan fase *steady state*.

2.1 Fase Setup

Pada fase *setup* terjadi penentuan *cluster-head* dan proses pembentukan kluster atau sering disebut juga dengan mekanisme *clustering*. Mekanisme ini dimulai dengan memutuskan terlebih dahulu kluster beserta prosentase *cluster-head* yang diinginkan, dan masa aktif *sensor node* tersebut selama menjadi *cluster-head*. Setelah itu, tiap *sensor node* memutuskan apakah menjadi *cluster-head* atau tidak selama sesi tersebut berdasarkan level energi yg tersisa. Pengambilan

keputusan dilakukan oleh node n yang memilih angka acak di antara 0 dan 1. Jika angka tersebut kurang dari *threshold*, maka *sensor node* tersebut menjadi *cluster-head* untuk sesi tersebut. Nilai *threshold* dapat dinyatakan dengan persamaan 1.

$$T(n) = \begin{cases} \frac{P}{1 - P * (r * \text{mod } \frac{1}{P})} & \text{if } n \in G \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

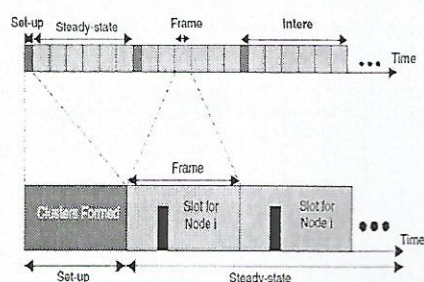
Dimana P = Persentase *cluster-head* yang diinginkan.

r = Sesi saat ini.

G = Jumlah *sensor node* yang belum pernah menjadi *cluster-head* selama $1/P$ sesi terakhir.

Dengan menggunakan nilai *threshold* ini maka setiap *sensor node* akan menjadi *cluster-head* dari sekumpulan *sensor node* lainnya dalam $1/P$ sesi.

Setelah suatu *sensor node* bertindak menjadi *cluster-head*, *sensor node* tersebut akan mengumumkan pesan kepada *sensor node non-CH* lain yang tersisa. *Sensor node non-CH* menerima pesan dan akan mem-beritahu kepada CH untuk menggabungkan diri sebagai anggota dalam kluster tersebut. Kriteria pemilihan anggota kluster dapat berdasarkan kekuatan sinyal yang diterima *sensor node non-CH* maupun banyak faktor lainnya. Setelah menerima informasi penggabungan diri maka *cluster-head* akan membangkitkan TDMA (*Time Division Multiple Access*) *schedule* dan menyebarkan-nya ke seluruh *sensor node*. TDMA *schedule* membagi waktu kedalam beberapa *slot*, di mana jumlah *slot* akan sama dengan jumlah *sensor node* dalam kluster.



Gambar 2 : Fase Algoritma LEACH [1]

2.2 Fase *Steady State*

Pada fase *steady state* terjadi proses transfer data antar *node* yang melibatkan aktivitas transmisi dan observasi. Proses *steady state* memakan waktu yang lebih lama dibandingkan dengan proses *setup* karena transfer data terjadi melalui transmisi radio secara intensif. Pembagian fase terhadap waktu pada algoritma LEACH dapat direpresentasikan seperti pada gambar 2.

3. Perancangan Karakteristik Simulasi

Pada penelitian ini simulasi didisain pada perangkat lunak *Network Simulator 2 (NS2.30)*. Adapun karakteristik perancangan dapat dijelaskan pada sub bagian ini.

3.1 Perancangan Topologi Jaringan Sensor Nirkabel

Perancangan topologi dasar terdiri atas pembuatan *node* dan *link*. Selain itu, untuk keperluan simulasi perlu dibuat *transport agent*, aplikasi serta *generator traffic*. Pada simulasi akan dirancang dua model topologi yang selanjutnya akan diamati kinerjanya. Parameter kinerja atau *Quality of Service (QoS)* yang akan dianalisis adalah *throughput* (banyaknya paket data yang berhasil dikirimkan) dan *packet loss* (paket data yang hilang selama transmisi). Sedangkan variabel pembanding yaitu topologi *Direct Transmission* dan LEACH (*clustering*).

Nilai *throughput* dapat dinyatakan seperti pada persamaan 2., [3].

$$\text{Throughput} =$$

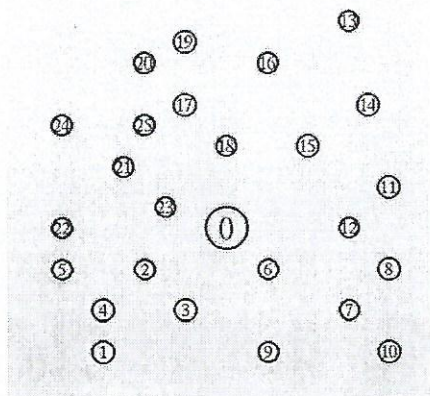
$$\frac{\sum \text{Paket yang sukses dikirimkan}}{\text{satuan waktu pengamat}} \quad (2)$$

Sedangkan nilai rata-rata *throughput* didapat dari nilai *throughput* dibagi jumlah sampel pengujian.

Nilai *packet loss* dapat dinyatakan seperti pada persamaan 3., [3].

$$\sum \text{Paket yang dikirimkan} - \sum \text{Paket yang sukses dikirimkan} \quad (3)$$

Sedangkan nilai rata-rata *packet loss* didapat dari total nilai *packet loss* dibagi jumlah sampel pengujian.



Gambar 3 : Topologi Simulasi Jaringan Sensor Nirkabel

Representasi penyebaran *sensor node* pada simulasi diperlihatkan seperti pada gambar 3. Pada eksperimen ini 25 *sensor node* disebar pada area seluas 100 x 100 m. Pemilihan 25 *sensor node* dimaksudkan untuk mendapatkan perbandingan antara sampel dan jumlah total *sensor node* pada simulasi yang maksimal, sehingga mengurangi *margin of error*. Lokasi *access point* atau *base station* terletak pada koordinat (x=50, y=50) tepat di tengah-tengah area *sensor node* (dinyatakan sebagai *sensor node* 0 pada gambar 3.). Karakteristik area sensor secara rinci diperlihatkan seperti pada tabel 1.

Tabel 1. Karakteristik Area Sensor

Parameter	Nilai	Keterangan
Dimensi sumbu x	100m	(meter)
Dimensi sumbu y	100m	(meter)
Luas area <i>sensor node</i>	100m x 100m	(meter ²)
$\sum$ <i>sensor node</i> (N)	25 buah	
$\sum$ <i>Access Point</i>	1 buah	Sebagai <i>gateway</i> antara <i>sensor node</i> dan <i>server</i>
Lokasi <i>Access Point</i>	(x=50,y=50)	Berada tepat di tengah area sensor

3.2 Karakteristik Transmisi Data

Karakteristik transmisi data selengkapnya dapat dilihat pada tabel 2.

Proses transmisi data dapat dijelaskan sebagai berikut [3]:

- *Access point* mengirimkan sinyal dan *sensor node* menerima sinyal dalam jangkauannya dan sekaligus mengkonfirmasi bahwa node tersebut berada di area *access point* tersebut.
- Khusus untuk algoritma LEACH, semua *sensor node* terhubung ke *access point* melalui masing-masing *cluster-head*, dengan terlebih dahulu melalui fase pembentukan kluster.
- Selanjutnya *sensor node* akan mengirim *hello message* dan mulai membangun hubungan melalui protokol TCP (*Transport Control Protocol*).
- *Sensor node* yang telah terhubung ke *access point* akan menggunakan *link* tersebut untuk seterusnya mengirimkan paket data.
- Paket data yang hilang atau rusak di perjalanan (*packet loss*) akan dikirim ulang (*retransmission*) hingga paket tersebut sukses diterima di tujuan, dengan kata lain bagian pengirim tidak akan mengirimkan paket data selanjutnya sampai paket sebelumnya dikirim ulang.
- Adapun asumsi yang berlaku adalah paket yang hilang hanya dikirim ulang sekali dan sukses pada pengiriman berikutnya (memiliki 1 *sliding windows* dengan jenis kendali kesalahan adalah *idle ARQ- Automatic Repeat-Query*).

Tabel 2. Karakteristik Transmisi Data

Parameter	Nilai	Keterangan
Jenis Propagasi	<i>Free Space Loss</i>	Asumsi LOS (<i>Line Of Sight</i>)
Waktu/lama simulasi	25 detik	1 sesi simulasi
Protokol <i>Wireless LAN</i>	IEEE 802.11g	Tipe MAC (<i>Medium Access Control</i>)
Tipe Antrian (<i>Queue</i>)	FIFO/ <i>Drop tail</i>	<i>First In First Out</i>
Jenis paket	TCP	

Klasifikasi generator trafik	TFP	
Ukuran paket data	500 bytes	Ukuran per 1 paket
Model antena access point	Omni directional antenna	Memancar ke segala arah

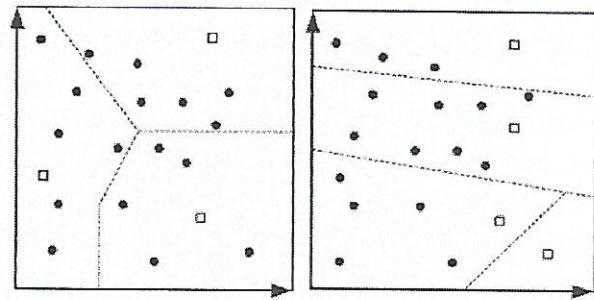
Tabel 3. Karakteristik LEACH pada Kluster Ideal

Cluster	Cluster-Head	Sensor Node Anggota
A	2	1,3,4,5
B	8	6,7,9,10
C	13	11,12,14,15
D	18	16,17,19,20
E	24	21,22,23,25

3.3 Asumsi Tipe Kanal Dan Kondisi Kluster

Asumsi tipe kanal yang digunakan adalah ideal. Pada kanal ideal, redaman dan *error* hanya disebabkan oleh AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Pada asumsi awal ditetapkan *bandwidth* kanal sebesar 54Mb yang akan dibagi kedalam 25 *sensor node*, sehingga setiap *sensor node* memiliki *bandwidth* sekitar 2,1 Mb/node.

Pendefinisian skenario kluster dapat mengacu pada kondisi yang ideal, seperti pada gambar 4.a, atau kondisi tidak ideal, seperti pada gambar 4.b. Selain itu, kondisi kluster direayasa sehingga *sensor node* bersifat statis. Pada kondisi kluster ideal, area tiap-tiap kluster cenderung seimbang, sehingga topologi jaringan sensor nirkabel yang diperlihatkan pada gambar 3., dikondisikan sesuai dengan karakteristik kluster pada tabel 3. Sebaliknya, pada kondisi kluster tidak ideal, luas wilayah tiap-tiap kluster berbeda-beda dan jumlah *sensor node* di dalamnya juga tidak sama. Pada kondisi kluster tidak ideal, topologi jaringan sensor nirkabel yang diperlihatkan pada gambar 3., dikondisikan sesuai dengan karakteristik kluster pada tabel 4.



Gambar 4 : a) Skenario Kluster yang Ideal.
b) Skenario Kluster yang Tidak Ideal.

Tabel 4. Karakteristik LEACH pada Kluster Tidak Ideal

Cluster	Cluster-Head	Sensor Node Anggota
A	1	1
B	2	3,4,5
C	8	7,9,10
D	6	6
E	11	11
F	13	12,14,15
G	16	19
H	18	17,20
I	24	22,23,25
J	21	21

3.4 Perancangan Simulasi Dengan Algoritma Direct Transmission

Algoritma *Direct Transmission* adalah protokol dimana setiap *sensor node* mengirimkan datanya langsung ke *access point* [3]. Hal ini mengakibatkan setiap *sensor node* pada topologi jaringan sensor nirkabel yang diperlihatkan pada gambar 3., melakukan transmisi data langsung ke *access point* (*sensor node* 0).

4. Hasil Simulasi

4.1 Hasil Simulasi Algoritma LEACH Pada Kondisi Kluster Ideal

Hasil simulasi algoritma LEACH pada kondisi kluster ideal secara lengkap dapat dilihat pada tabel 5. Berdasarkan data pada tabel 5., dapat dilihat pada kluster A, meskipun *sensor node* 3 mengirimkan paket data lebih besar dari *sensor*

node 5, namun karena jarak *sensor node* 3 ke *cluster-head* lebih dekat maka tidak terdapat paket data yang hilang. Kondisi ini juga terjadi pada *sensor node* 17 yang terletak pada kluster D, serta *sensor node* 22 dan 25 yang terletak pada kluster E.

Pada kluster B, *sensor node* 9 selain mengirimkan paket data yang lebih besar juga memiliki faktor jarak hampir dua kali lipat dari jarak *sensor node* 7 ke *cluster-head*. Hal ini

menyebabkan *packet loss* pada *sensor node* 9 cukup besar yaitu 15 paket, sedangkan *sensor node* 7 hanya 10 paket. Paket data yang hilang tersebut dapat disebabkan oleh antrian yang padat, jarak *transmisi* yang jauh atau faktor antrian. Kondisi yang sama juga terjadi pada kluster C, dimana *sensor node* 12 memiliki *packet loss* lebih besar yaitu 32 paket, sedangkan *sensor node* 15 sebanyak 6 paket.

Dengan jumlah paket data yang

Tabel 5. Hasil Simulasi Algoritma LEACH pada Kondisi Kluster Ideal

[Cluster]/ Sensor Node	Paket Data yang Dikirim	Paket Data yang Sukses	Packet loss	Packet loss (%)	Throughput (packet/second)	Throughput (Kbps)
[A]/5	1588	1587	1	0,0629	63,48	528,1540
[A]/3	1645	1645	0	0,0000	65,8	547,4560
[D]/17	1740	1740	0	0,0000	69,6	579,0720
[D]/20	1742	1739	3	0,1722	69,56	578,7390
[B]/7	1908	1898	10	0,5241	75,92	631,6540
[B]/9	1933	1918	15	0,7756	76,72	638,3100
[C]/15	2498	2492	6	0,2409	99,68	829,338
[C]/12	2763	2731	32	1,1581	109,24	908,877
[E]/25	2752	2752	0	0,0000	110,08	915,8660
[E]/22	2796	2796	0	0,0000	111,84	930,5090
Rata-rata	2.191,11	2.183,67	7,44	0,32	87,34	726,72

Tabel 6. Hasil Simulasi Algoritma LEACH pada Kondisi Kluster Tidak Ideal

[Cluster]/ Sensor Node	Paket Data yang Dikirim	Paket Data yang Sukses	Packet loss	Packet loss (%)	Throughput (packet/second)	Throughput (Kbps)
[A]/1	1728	1702	26	1,5063	68,0800	566,4260
[B]/5	1721	1711	10	0,5818	68,4400	569,4210
[D]/6	1955	1923	32	1,6368	76,9200	639,9740
[C]/7	1877	1855	22	1,1728	72,4000	617,3440
[E]/11	2778	2754	24	0,8369	110,1600	916,5310
[F]/15	2566	2561	5	0,1948	102,4400	852,3010
[G]/19	1695	1688	7	0,4129	67,5200	561,7660
[H]/20	1755	1751	4	0,2279	70,0400	582,7330
[J]/21	2599	2551	48	1,8468	102,0400	848,9730
[I]/25	2752	2752	0	0,0000	110,0800	915,8660
Rata-rata	2.142,62	2.124,81	17,80	0,84	84,81	707,13

Tabel 7. Kinerja Algoritma LEACH dan *Direct Transmission*

Sensor Node	LEACH		<i>Direct Transmission</i>	
	Paket Data yang Dikirimkan	Packet loss	Paket Data yang Dikirimkan	Packet loss
5	1588	1	1591	29
7	1908	10	1906	35
17	1740	0	1746	33
22	2796	0	2798	49
15	2498	6	2499	20
12	2763	32	2766	19

dikirimkan berkisar antara 1588 hingga 2796 paket, dan rata-rata waktu pengamatan selama 24,99 detik, maka didapat rata-rata *packet loss* untuk setiap *sensor node* sebesar 7,44 paket dan rata-rata *throughput* sebesar 726,72 Kbps.

4.2 Perbandingan Kinerja Algoritma LEACH Tidak Ideal Dan Ideal

Hasil simulasi algoritma LEACH pada kondisi kluster tidak ideal dapat dilihat seperti pada table 6. Jika dibandingkan dengan kondisi kluster ideal, data hasil simulasi memberikan korelasi positif terhadap nilai *packet loss* pada kluster ideal, di mana rata-rata paket data yang hilang adalah 0,32% untuk setiap *sensor node*. Sedangkan pada kondisi kluster tidak ideal rata-rata *packet loss* mencapai 0,84% paket. Demikian juga dengan nilai rata-rata *throughput* yang dihasilkan algoritma LEACH pada kondisi ideal dimana nilainya mencapai 726,72 Kbps yang jauh lebih baik jika dibandingkan dengan kondisi tidak ideal yang hanya mencapai 707,13 Kbps.

4.3 Perbandingan Kinerja Algoritma LEACH dan *Direct Transmission*

Perbandingan kinerja algoritma LEACH dan *Direct Transmission* dapat dilihat seperti pada table 7. Secara umum, algoritma LEACH memiliki jumlah rata-rata paket sukses lebih baik, yaitu hampir 99,67% paket data sukses ditransmisikan, sedangkan jika menggunakan algoritma *Direct Transmission* hanya mencapai 98,51%. Disamping itu nilai rata-rata *throughput* yang dihasilkan algoritma LEACH dapat mencapai 726,72 Kbps, sedangkan algoritma *Direct Transmission* hanya mencapai 720,69 Kbps. Meski nilai *throughput* pada algoritma *Direct Transmission* cenderung tinggi, namun hal tersebut lebih dipicu oleh banyaknya paket retransmisi dan bukan paket data yang dikirimkan.

5. Kesimpulan

Berdasarkan hasil penelitian dapat kita lihat

bahwa QoS algoritma LEACH lebih baik dari pada algoritma *Direct Transmission* dengan asumsi semua *sensor node* dalam satu kluster lebih dekat ke *cluster-head* daripada ke *access point*. Secara umum pada kondisi ini, nilai rata-rata *throughput* cukup baik dan paket yang hilang di jaringan cukup kecil.

Kinerja algoritma LEACH pada kondisi ideal lebih baik daripada kondisi tidak ideal karena lokasi *sensor node* direncanakan terlebih dahulu. Selain itu jumlah *sensor node* dalam satu kluster berimbang sehingga *bandwidth* tiap node tetap proporsional.

Karakteristik jarak sangat berpengaruh terhadap reliabilitas suatu pengiriman paket. Oleh sebab itu, jumlah paket data yang besar akan lebih baik dilakukan oleh *sensor node* yang terdekat dengan *cluster-head*. Disamping itu, perlu dibentuk kluster yang ukurannya kecil agar kinerja jaringan semakin baik.

Ucapan Terima Kasih

Ucapan terimakasih kami persembahkan kepada Puslit Elektronika dan Telekomunikasi, Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia dan Departemen Teknik Telekomunikasi, Institut Teknologi Telkom atas bantuan dan kerjasamanya, sehingga penelitian ini dapat terwujud.

6. Daftar Pustaka

1. Heinzelman, Wendi R., Chandrakasan A., dan Balakrishnan H., "Energy-Efficient Communication Protocol for Wireless Microsensor Networks", *Proceedings of the 33rd Hawaii International Conference on System Sciences* (HICSS'00), Maui, HI, Jan. 2000.
2. I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankasubramaniam, dan E. Cayirci. "Wireless Sensor Networks: A Survey", *IEEE Communications Magazine*, August. 2002.
3. Kazem S., Minoli D., dan Taieb Znati, "Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols and Applications", *John Wiley & Sons*, Canada. 2007.

A Propose of Interleave Filter Based On Multicascade Ring-Resonator

Iip Syarif Hidayat

Research Center for Electronics and Telecommunications, Indonesian Institute of Sciences

e-mail: iip@ppet.lipi.go.id

Abstract

A waveguide-based microring-resonator type of interleave filter was investigated. The cascade structure is applied to obtain better characteristics of filter spectra. Our calculation shows that, compared with 2-stage or 4-stage cascade, 3-stage cascaded microring resonator has better performance with pass-band width of 22GHz, ripple ratio <1dB, crosstalk of 33dB for 1x2 interleaver and 24dB for 1x4 interleaver. Numerical calculation also clearly shows that general optical waveguide types is reasonable as microring resonator with insertion loss <2dB.

Keywords: interleave filter, wavelength splitter, microring resonator, DWDM

1. Introduction

Explosive growth in the internet requires larger channel capacity. Dense wavelength-division multiplexing (DWDM) is an important solution for this demand. This growth requires high performance of optical devices. One of key devices for DWDM is wavelength filter. Recently, DWDM has had channel spacing narrower than 100GHz. In order to satisfy this requirement, waveguide-based filters are proposed. A concept of interleave filter or interleaver (or wavelength splitter) was also introduced to DWDM system with channel spacing <50GHz using Mach-Zhender Interference[1].

In this paper, we report our investigation of interleaver by using cascaded microring resonator. Microring resonators have been widely studied as a potential device for dense wavelength filter due to its advantages in smaller size and integratable with other devices[2]. Since microring resonators have 2 outputs, i.e. resonance output and antiresonance output, and also have periodic spectrum characteristics, they are applicable for interleavers. Another advantage of a microring resonator interleaver is that the denser DWDM channel will require larger ring radius. As a result, bending loss is negligible because the bending loss decreases with increasing ring radius. Based on

optical lattice structure theory[3], the cascade structure is provided to obtain better characteristics.

2. Device Modeling

Figure 1(a) shows an example of 3-stage cascade of microring resonator with ring radius r . Out-1 and Out-2 are antiresonance and resonance outputs, respectively. In 1x2 interleavers, one output is used to passthrough odd channels and the other port passthroughs even channels. Figure 1(a) illustrates that resonance wavelength is set to

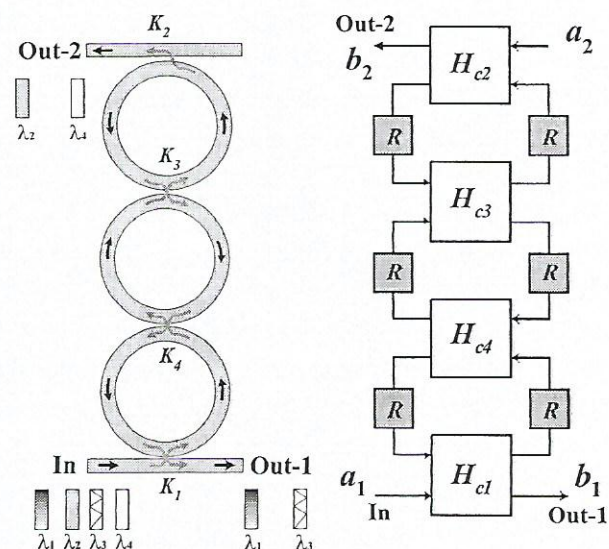


Fig.1. (a) 3 - stage cascade microring resonator structure. (b) Block diagram for our analysis.

even channels. Power coupling ratios from input waveguide to ring and from ring to output waveguide are denoted by K_1 and K_2 , respectively. Power coupling ratios between two rings are denoted by K_3 and K_4 . The couplings between waveguide and ring, and between two rings are assumed as symmetric directional couplers.

There are some methods to analyze microring resonator. Finite difference time domain (FDTD) method is usually used if both time and space response of fields are required. However, it will consume much memory and calculation time. In this study, since only the steady-state characteristic of microring resonator is needed, transfer matrix method[4] is simpler to be used. Signal flow chart is also applied to derive transfer function of cascaded microring resonator. Figure 1(b) shows block diagram of 3-stage microring resonator consisting of transfer matrices of directional coupler H_{ci} (where the subscripts $i=1,2$ are for input and output couplers, and $i=3,4...$ are for couplers between two rings) and factor of delay lines R . Equations of H_{ci} and R are defined in the following equations:

$$H_{ci} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-K_i} & -j\sqrt{K_i} \\ -j\sqrt{K_i} & \sqrt{1-K_i} \end{bmatrix}, \quad i=1,2,3 \dots \quad (1)$$

$$R = e^{-j(\beta + j\alpha)\pi r} \quad (2)$$

where β , α and r are propagation constant, attenuation factor of waveguides and ring radius, respectively. In this analysis we assume that propagation constants of ring and input-output waveguides are same. The waveguides are also assumed as single mode. The excess loss of coupler is also neglected.

Figure 1(b) can be expressed in terms of 4-ports network equation as follows:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

where b_1 , b_2 and a_1 are complex amplitude of electric field in Out-1, Out-2 and input ports,

respectively. In this study a_2 is zero. The elements of the transfer function (H_{11} , H_{12} , H_{21} and H_{22}), which a function of K_i , β and α , can be derived by using signal flow chart. In this paper, evaluating of spectra characteristics is based on the transmittance spectrum of Out-2 (resonance output).

3. Analysis Results

In general, wavelength filters for DWDM are required to have the following optical characteristics: (1) low channel crosstalk; (2) wide bandwidth with low ripple and box-like spectra; (3) low insertion loss. Assuming LN proton exchange waveguide, our study evaluated those performances of cascaded microring resonator. The FSR of microring resonator is assumed 100GHz. It means that the device works as 1x2 interleaver for 50GHz channel spacing.

3.1. Selection the values of K_1 and K_2

Firstly, we analyzed 2-stage microring in terms of K_1 and K_2 . Figure 2 shows -1dB bandwidth characteristics and ripple ratio for three values of K_1 ($=K_2$) depending on power coupling ratio between two rings K_3 , where $\alpha=0$ dB/cm is assumed. The ripple ratio is defined as dB difference between maximum and minimum spectra at top pass-band. We targeted ripple ratio below 1dB. It is found that for the same value of K_3 , ripple ratio is drastically improved by increasing K_1 ($=K_2$). The crosstalk characteristic is shown in Fig.3. Channel crosstalk is expressed as dB difference between the insertion loss at grid frequency (or wavelength) of channel n (f_n) and the insertion loss at respective channel. Crosstalk with respect to the frequency of the channels $n \pm 1$ is usually termed as "adjacent channel crosstalk". In this paper we use the term "crosstalk" as "adjacent channel crosstalk". For the same value of K_3 , the crosstalk degrades with increasing K_1 ($=K_2$). Based on Fig.2 and Fig.3, we choice $K_1=K_2=0.5$ which shows low ripple with relatively wide pass-band.

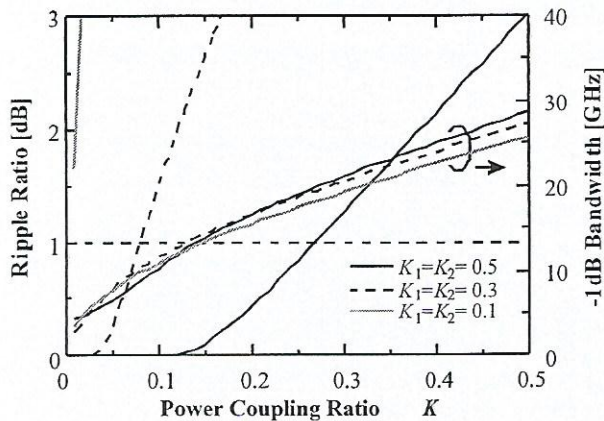


Fig.2. -1dB bandwidth and ripple ratio characteristics for 2-stage cascade microring resonator. Attenuation factor $\alpha=0\text{dB/cm}$.

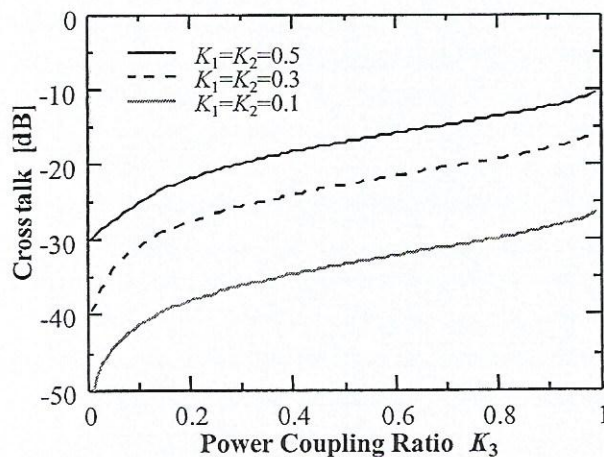


Fig.3. Crosstalk characteristics for 2-stage cascade microring resonator ($\alpha=0\text{dB/cm}$).

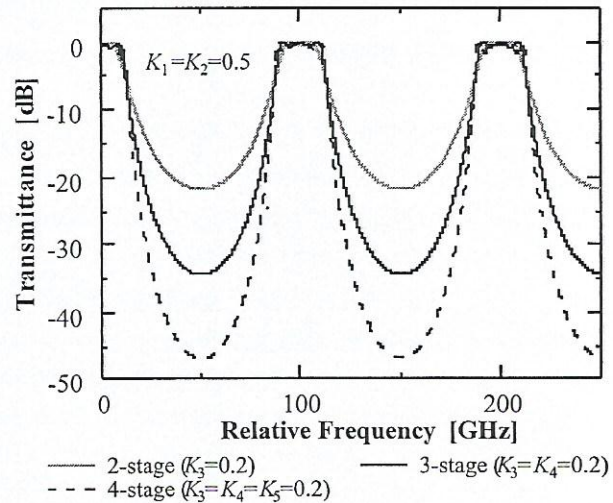


Fig.4. Spectra characteristics for various stages of cascade microring resonator ($\alpha=0\text{dB/cm}$).

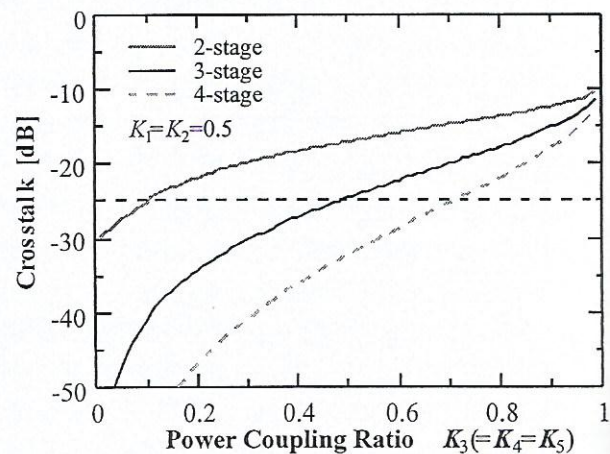


Fig.5. Dependence of crosstalk on $K_3 (=K_4=K_5)$ for $\alpha=0\text{dB/cm}$.

In the cavity structure, Q-factor will degrade if stored energy in cavity decreases. Increasing $K_1 (=K_2)$ corresponds to decreasing stored energy in ring resonator. Therefore, we limit $K_1 = K_2$ up to 0.5. The crosstalk performance can be improved by cascade structure, as it will describe in the next section.

3.2. Crosstalk Performance

Since the FSR of the ring is 100GHz, channel crosstalk is calculated between peak level of center frequency (or wavelength) and spectrum level at 50GHz separation. Although the value of channel crosstalk should be as low as possible, the

target was set to be 25dB.

Figure 4 shows spectra characteristics for 2-stage, 3-stage and 4-stage cascade where the spectra level at 50GHz separation from peak become lower with increasing the number of stages. Figure 5 shows crosstalk characteristics depending on power coupling ratio between two rings K_3 , K_4 and K_5 , which are chosen to be equal each other. Crosstalk degrades with increasing $K_3 (=K_4=K_5)$. For crosstalk of $< -25\text{dB}$, we obtain values of $K_3 (=K_4=K_5)$ as follows: (1) $K_3 < 0.1$ for 2-stage structure; (2) $K_3 (=K_4) < 0.48$ for 3-stage structure; (3) $K_3 (=K_4=K_5) < 0.71$ for 4-stage structure. These values will be used as references

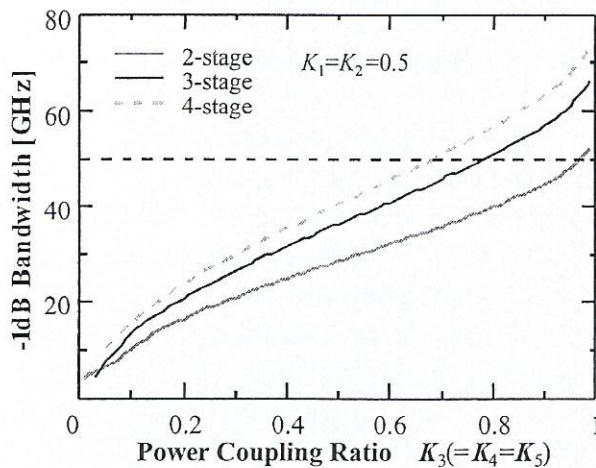


Fig.6. -1dB bandwidth characteristics depending on power coupling ratio $K_3(=K_4=K_5)$ for $\alpha=0\text{dB/cm}$.

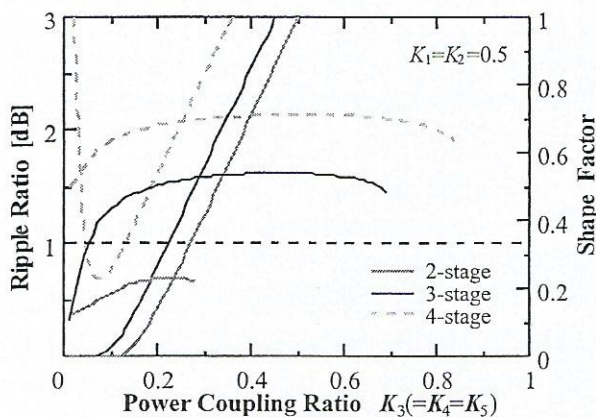


Fig.7. Ripple ratio and shape factor characteristics for $\alpha=0\text{dB/cm}$.

to determine the best choice of the stage number in the next section.

3.3. Spectrum characteristics

General requirement for high-speed device is wide pass-band. The dependence of top pass-band width (at -1dB) on power coupling ratio $K_3(=K_4=K_5)$ for various stages is summarized in Fig.6. This figure shows that wide pass-band can be realized by increasing value of $K_3(=K_4=K_5)$. Other parameters for evaluating the quality of spectra are ripple ratio and box-like spectrum. Ripple ratio should be as low as possible. The commercial value of ripple ratio is $<1\text{dB}$. On the other hand, in order to express box-like spectrum,

we introduce “shape factor” parameter, which defined as a ratio of bandwidth at -1dB and bandwidth at -20dB. The ideal value of shape factor is 1.

Figure 7 summarizes ripple ratio and shape factor characteristics depending on $K_3(=K_4=K_5)$. In general, ripple ratio increases with increasing $K_3(=K_4=K_5)$. However, for 4-stage structure, the ripple ratio degrades for $K_3<0.045$ and $K_3>0.13$. Since our target is to obtain wide pass-band with ripple ratio $<1\text{dB}$, we obtain the values as follows: (1) $K_3<0.28$ for 2-stage structure; (2) $K_3(=K_4)<0.22$ for 3-stage structure; (3) $0.045<K_3(=K_4=K_5)<0.13$ for 4-stage structure. Referring to the previous result at section 3.2 (crosstalk performance), although 4-stage has better performance on crosstalk, it does not provide better performance on bandwidth and ripple. As a result, it can be concluded that 3-stage cascade structure is the best choice for high-speed operation with low crosstalk and low ripple as summarized in Table 1. We also obtain that shape factor for 3-stage cascade at $K_3=K_4=0.22$ (the best choice for high operation) is 0.51.

Table 1. Crosstalk and Maximum Bandwidth for 1dB ripple requirement.

	Power Coupling Ratio	Crosstalk (dB)	Max. Bandwidth at -1dB (GHz)
2-stage	$K_3=0.28$	-20	20
3-stage	$K_3=K_4=0.22$	-33	22
4-stage	$K_3=K_4=K_5=0.13$	-53	18

3.3. Effect of propagation loss

Considering the loss effect is important to design optical devices. Recent optical waveguides, such as LN proton-exchange waveguide, have propagation loss below 1dB/cm [5]. Moreover, ring resonator has bending loss due to bending waveguide. By insertion various values of α in our analysis, the result shows that the performances of microring

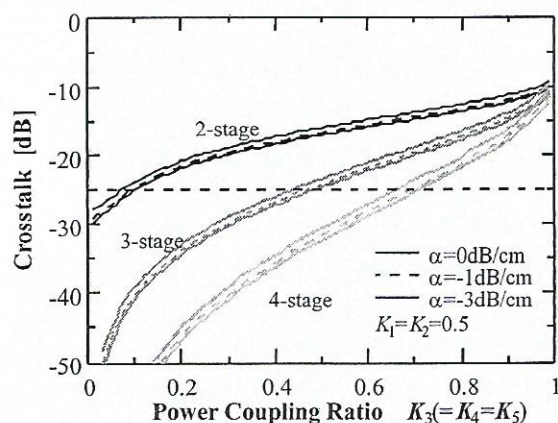


Fig. 8. Crosstalk characteristics for various changes of loss.

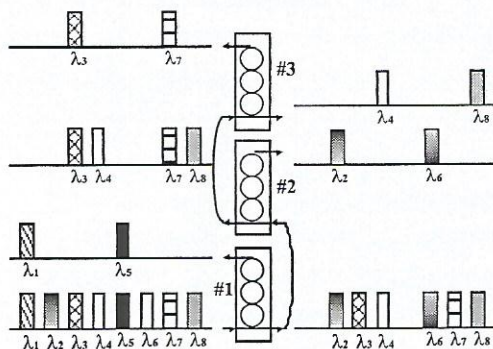


Fig.9. Schematic diagram of 1x4 interleaver using 3 pairs cascaded microring resonator.

resonator degrade with increasing loss. Figure 8 shows degradation of crosstalk performance due to waveguide loss α . The waveguide loss also affects to insertion loss of devices directly. Our calculation shows that in order to obtain insertion loss $< 2\text{dB}$, waveguide loss is permitted up to $\sim 4\text{dB/cm}$ for 3-stage cascade. It means that general types of optical waveguides (LN, semiconductor or PLC) are available as cascaded microring resonator.

3.4. 1x4 interleaver

Our results described above are based on 1x2 interleaver. In this section we will discuss availability of microring resonator for 1x4 interleaver. The schematic figure of 1x4 interleaver, which consists of 3 pairs of 3-stage cascaded microring resonator, is shown in Fig.8. In Table 1, it is shown that pass-band width of cascaded microring resonator is around 20GHz.

With this level of bandwidth, microring resonator is actually more reliable as 1x4 interleaver. For 100GHz-FSR of microring, 1x4 interleaver works to split 25GHz channel spacing into 100GHz spacing. Basically, all characteristics evaluated at 1x2 interleaver do not change except crosstalk performance. We obtain that crosstalk of 3-stage cascade with the best performance described in Table 1 is 24dB for 1x4 interleaver.

4. Summaries

We reported performance of cascaded microring resonator interleaver. Our study for LN waveguide case brings the conclusion as follows:

- (1). 3-stage cascade is the best choice for pass-band of 22GHz, ripple ratio $< 1\text{dB}$ and shape factor of 0.51. The crosstalk of 1x2 interleaver is 33dB, and 24dB for 1x4 interleaver.
- (2). For the system permitting 2dB insertion loss, all optical waveguides with loss $< 4\text{dB/cm}$ are available to be realized as microring resonators.

5. References

1. Oguma, K. Jinguji, K. Kitoh, T. Shibata and A. Himeno, "Flat-passband interleave filter with 200GHz channel spacing based on planar lightwave circuit-type lattice structure", *Elec. Lett.*, 36, pp.1299-2000, (2000)
2. B. E. Little, S. T. Chu, H. A. Haus, J. Foresi and J.P. Laine, "Microring resonator channel dropping filters", *J. Lightwave Technol.*, 15, pp.998-1005, (1997)
3. K. Jinguji and M. Kawachi, "Synthesis of coherent two-port lattice-form optical delay line circuit", *J. Lightwave Technol.*, 13, pp.73-82, (1995)
4. J. Capmany and M.A. Muriel, "A new transfer matrix formalism for the analysis of fiber ring resonator: compound coupled structures for FDMA demultiplexing", *J. Lightwave Technol.*, 8, pp.1904-1919, (1990)
5. H. Nishihara, M. Haruna and T. Suhara, "Optical integrated circuits", McGraw Hill, p.160, (1989)

Karakteristik Nanomaterial Indium Tin oxide (ITO) Hasil Sintesa Menggunakan Proses Sol Gel

Goib Wiranto, Novrita Idayanti, Lilis Retnaningsih dan I Dewa Putu Hermida

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI
Jl. Sangkuriang, Bandung 40135

Abstract

The synthesis of nanomaterial Indium Tin oxide (ITO) has been done through sol-gel process using Indium Nitride ($\text{In}(\text{NO}_3)_3$) and Tin Chloride (SnCl_4) as the base material with molar ratio of 90:10 and 70:30, respectively. Characteristics of the nanocrystallites were examined using Scanning SEM, EDS, XRD, and FTIR. The result showed that the ITO powders have a crystal size smaller than 100 nm, with a cubic crystal structure (byxbite type), and having strong molecular bonds for In-O-In and Sn-O-Sn.

Keywords: *Indium Tin oxide, sol-gel, nanopowders, nanocrystallites, nanomaterial*

Abstrak

Sintesa nanomaterial Indium Tin oxide (ITO) telah dilakukan melalui proses sol-gel, menggunakan bahan dasar Indium Nitride ($\text{In}(\text{NO}_3)_3$) dan Tin Chloride (SnCl_4) dengan rasio berat molar masing-masing 90:10 dan 70:30. Karakterisasi terhadap serbuk yang dihasilkan telah dilakukan menggunakan SEM, EDS, XRD, dan FTIR. Hasilnya menunjukkan bahwa serbuk ITO yang terbentuk memiliki ukuran butiran dibawah 100 nm, dengan struktur kristal kubus (tipe byxbite), dengan ikatan molekul kuat untuk In-O-In dan Sn-O-Sn.

Kata Kunci : *Indium Tin oxide, sol-gel, nanopowders, nanocrystallites, nanomaterial*

1. Pendahuluan

Indium Tin oxide (ITO) merupakan material semikonduktor yang banyak digunakan dalam bidang optoelektronik. Berbagai divais seperti CCD (Charged Coupled Device), LCD (Liquid Crystal Display), sel surya, LED (Light Emitting Diode), Photo Diode, Photo Transistor, dan Laser, menggunakan lapisan ITO karena sifat optiknya yang transparan dan reflektivitasnya yang tinggi pada daerah ultraviolet [1]. Dalam bidang sensor, ITO telah digunakan untuk mendeteksi gas-gas seperti NO_2 [2], NO [3], H_2 [4], dan CO [5]. Aplikasinya yang luas telah membuat ITO sebagai topik menarik untuk dipelajari secara lebih mendalam, terutama dalam hal proses sintesa dan karakterisasinya.

Proses sintesa untuk menghasilkan lapisan ITO dapat dilakukan melalui berbagai metoda, seperti sputtering, CVD (Chemical Vapor Deposition),

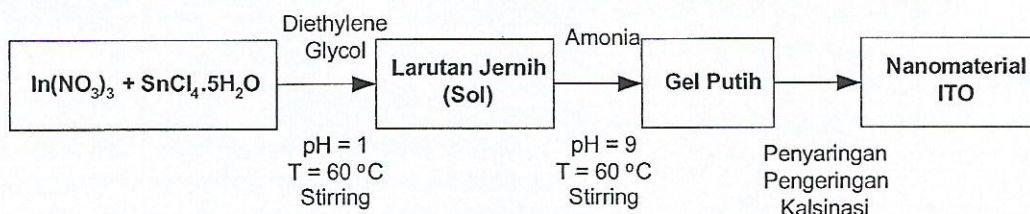
EBE (Electron Beam Evaporation), dan spray pyrolysis [6-7], dimana karakteristik lapisan ITO yang dihasilkan sangat tergantung pada kondisi proses yang digunakan pada saat penumbuhan. Dibandingkan dengan berbagai metoda tersebut, proses sol-gel memiliki keunggulan dalam hal homogenitas, kemurnian, temperatur proses, kemudahan dalam menambahkan unsur aditif, dan kompatibilitasnya terhadap teknologi mikrofabrikasi [8]. Oleh karena itu, dalam penelitian ini telah dilakukan sintesa nanomaterial ITO menggunakan proses sol-gel. Karakterisasi telah dilakukan untuk mengetahui sifat-sifat fisik dari serbuk nanomaterial ITO yang dihasilkan.

2. Eksperimen

Indium Nitride ($\text{In}(\text{NO}_3)_3$) dan Tin Chloride (SnCl_4) telah dipilih sebagai bahan dasar dengan rasio berat molar masing-masing 90:10 dan 70:30.

Masing-masing bahan sebelumnya dilarutkan dalam air, dan kemudian dicampur serta ditambahkan Diethylene Glycol. Pada pH = 1, larutan diaduk pada temperatur konstan 60 °C. Untuk meningkatkan pH menjadi 9 kemudian ditambahkan amonia hingga membentuk gel putih, diikuti dengan proses penyaringan dan pengeringan selama 3 jam. Serbuk ITO kemudian dikalsinasi pada temperatur 400 °C selama 2 jam. Dalam Gambar 1 dapat dilihat tahapan proses sintesa nanomaterial ITO yang dilakukan dalam penelitian ini. Serbuk ITO kemudian dianalisa menggunakan Scanning Electron Microscopy (SEM), Electron Diffraction (EDS), X-Ray

berwana coklat tua. Pengamatan pertama menunjukkan bahwa ukuran butiran serbuk ITO untuk kedua komposisi jauh dibawah 100 nm (batasan maksimal untuk dapat dikategorikan sebagai teknologi nano). Dari hasil SEM seperti ditunjukkan dalam Gambar 2a, dapat dilihat bahwa mayoritas butiran berukuran sekitar 50 nm. Untuk sampel kedua, hasil SEM menunjukkan bahwa ukuran partikel rata-rata lebih kecil (Gambar 2b). Hal ini merupakan konsekuensi dari peningkatan unsur Tin (Sn) dalam senyawa ITO. Radius atom untuk ion In^{3+} adalah 0.81 Angstrom, sedangkan ion Sn^{4+} adalah 0.71 Angstrom. Dalam kedua, dengan komposisi



Gb.1 Tahapan proses sintesa nanomaterial ITO menggunakan metode sol-gel

Diffraction (XRD), dan Fourier Transform Infrared (FTIR) untuk mengetahui informasi struktur, komposisi, dan morfologinya.

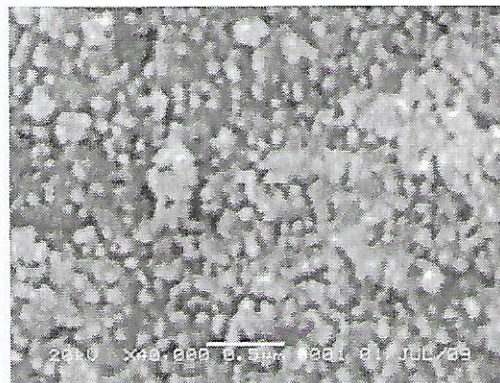
3. Hasil dan Pembahasan

Serbuk Indium Tin oxide (ITO) yang dihasilkan setelah proses kalsinasi pada 400 °C

Sn : In = 70:30, akan lebih banyak ion Sn^{4+} yang menggantikan posisi ion In^{3+} dalam struktur latice-nya. Penelitian yang dilakukan oleh Yanagisawa et al. [9] juga mendukung hal yang sama. Serbuk ITO yang dipanaskan secara *hydrothermal* dan memiliki solubilitas yang tinggi terhadap ion Sn^{4+} akan mengurangi volume unit sel dari ITO.



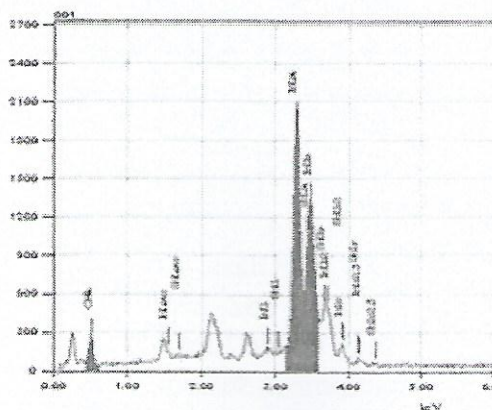
(a)



(b)

Gb. 2 SEM serbuk ITO dengan rasio berat molar $(\text{In}(\text{NO}_3)_3)$ dan Tin Chloride (SnCl_4) masing (a). 90: 10, dan (b). 70:30. Perbesaran 40.000 kali.

Untuk mengetahui komposisi unsur-unsur pembentuk senyawa ITO, telah dilakukan analisa menggunakan Electron Diffraction (EDS). Indium Tin oxide (ITO) memiliki tiga unsur pembentuk senyawanya, yaitu Indium (In), Tin (Sn) dan Oksigen (O). Pada dasarnya, ITO terbentuk karena atom Sn yang menggantikan atom In^{3+} dalam senyawa In_2O_3 (melalui mekanisme doping substitusi). Maka rumus kimia dari ITO dapat dinyatakan dalam bentuk $\text{In}_2\text{Sn}_x\text{O}_{3-2x}$. Dari spektrum EDS seperti ditunjukkan dalam Gambar 3, didapatkan data prosentasi O, In, dan Sn untuk komposisi 90:10, masing-masing 18.87%, 49.57%, dan 31.56%. Karena berat atom O, In, dan Sn masing-masing adalah 8, 49, dan 50, maka didapatkan nilai x dalam rumus senyawa ITO kira-kira 0.75. Nilai x untuk sampel kedua dapat dilihat dalam Tabel 1.

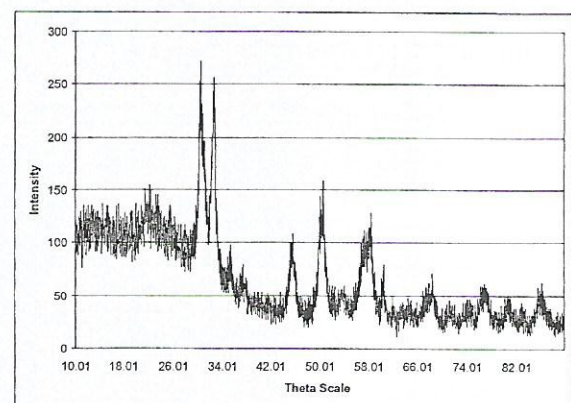


Gambar 3 : Hasil analisa EDS pada nanomaterial ITO dengan rasio molar 90:10

Tabel 1. Persentasi kandungan O, In, dan Sn dalam senyawa ITO hasil ekstraksi spektrum EDS beserta nilai x yang dikalkulasi dalam $\text{In}_2\text{Sn}_x\text{O}_{3-2x}$

Sampel	% O (8)	% In (49)	% Sn (50)	$\text{In}_2\text{Sn}_x\text{O}_{3-2x}$
90:10	18.87	49.57	31.56	0.75
70:30	19.67	32.77	47.55	1.27

Hasil analisa XRD untuk kedua sampel, seperti dapat dilihat dalam Gambar 4, menunjukkan bahwa kristalisasi senyawa ITO (In_2SnO_5) telah terbentuk, bersamaan dengan Indium Oksida (In_2O_3). Sebagaimana diketahui dalam senyawa ITO, masing-masing atom Sn^{4+} menggantikan In^{3+} dan menghasilkan satu elektron bebas. Oleh karena itu, material ITO tetap mempertahankan struktur kubus (*bixbyte type cubic*) dari In_2O_3 . Hal ini bisa dilihat dari keberadaan puncak (*peak*) tertinggi dari kedua senyawa yang saling berdekatan. Untuk sampel A, puncak tertinggi bidang <222> terjadi pada (sudut 2θ) 30.44 untuk In_2O_3 , dan 32.64 untuk In_2SnO_5 , sedangkan refleksi pada bidang <400> dan <440> terjadi pada 45.295 dan 50.190 (untuk ITO).



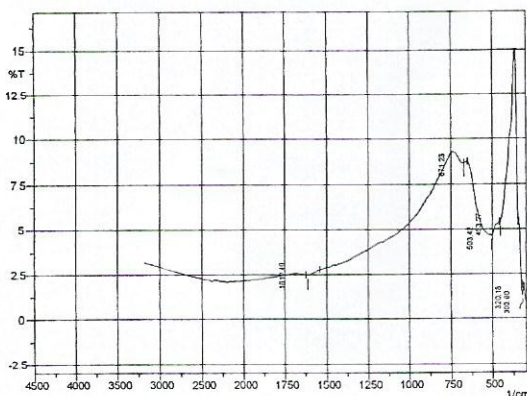
Gb. 4 Hasil analisa XRD nanomaterial ITO dengan rasio molar 90:10

Ikatan antar molekul dalam senyawa ITO telah dianalisa menggunakan spektrum Fourier Transform Infrared (FTIR). Dalam Gambar 5 dapat dilihat spektrum FTIR dari sampel 90:10. Karena senyawa ITO terdiri dari unsur In, Sn, dan O, maka informasi yang ingin diperoleh dari spektrum FTIR adalah ikatan antara In-O-In, Sn-O, dan Sn-O-Sn. Dari analisa spektrumnya dapat dilihat keberadaan puncak (*peak*) pada daerah antara $\sim 400\text{ cm}^{-1}$ sampai $\sim 700\text{ cm}^{-1}$, dimana ikatan pada daerah ini biasanya didominasi oleh ikatan antara metal dengan oksigen [10].

4. Kesimpulan dan Saran

Dalam penelitian ini telah dilakukan proses sol-gel untuk mensintesa nanomaterial ITO menggunakan bahan dasar Indium Nitride ($\text{In}(\text{NO}_3)_3$) dan Tin Chloride (SnCl_4). Rasio komposisi molar masing-masing adalah 90:10 dan 70:30. Berdasarkan hasil analisa, didapatkan karakteristik nanomaterial ITO sbb:

- Dimensi partikel yang dihasilkan telah mencapai dibawah 100 nm, yang dibuktikan dengan hasil analisa SEM.
- Menurut hasil analisa EDS, senyawa ITO yang dihasilkan berisi unsur-unsur In, Sn, dan O dengan persentasi berat yang berbeda-beda.
- Hasil analisa XRD menunjukkan bahwa senyawa ITO yang terbentuk memiliki struktur kristal seperti In_2O_3 (tipe bixbyte)
- Ikatan antar molekul dalam ITO, yaitu In-O-In, Sn-O, dan Sn-O-Sn tampak dalam spektrum FTIR pada daerah antara $\sim 400 \text{ cm}^{-1}$ sampai $\sim 700 \text{ cm}^{-1}$.



Gb. 5 Spektrum FTIR dari senyawa ITO dengan peak pada 453.27 (In-O-In), 303.42 (Sn-O), dan 671.23 (Sn-O-Sn)

Walaupun metode sol-gel yang digunakan telah menghasilkan nanomaterial ITO dengan karakteristik yang memadai (sebagai kandidat bahan sensitive sensor gas CO), namun kualitasnya masih perlu ditingkatkan dalam hal morfologi dan kemurniannya. Untuk itu perlu dilakukan optimasi proses lebih lanjut. Variasi

temperatur kalsinasi/annealing merupakan hal paling penting yang perlu dilakukan, disamping komposisi molar dan penambahan bahan aditif.

Ucapan Terimakasih

Penelitian ini merupakan bagian dari kegiatan Kompetitif LIPI Tahun 2009, dengan judul "Pembuatan Nanomaterial Indium Tin oxide (ITO) sebagai Bahan Ultrasensitif Sensor Gas CO".

5. Daftar Pustaka

1. Singh, V., Suman, C. K. & Kumar, S., "Indium Tin Oxide (ITO) Films on Flexible Substrates for Organic Light Emitting Diodes", *Proceedings of ASID*, 2006, pp. 388-391.
2. Jiao, Z., Wu, M., Qin, Z., Lu, M. & Gu, J., "The NO_2 Sensing ITO Thin Films Prepared by Ultrasonic Spray Pyrolysis", *Sensors*, vol. 3, 2003, pp. 285-289.
3. Zhang, J., Hu, J. Q., Zhu, F. R., Gong, H. & O'Shea, S. J., "Quartz Crystal Microbalance Coated with Sol-gel-derived Thin Films as Gas Sensor for NO Detection", *Sensors*, vol. 3, 2003, pp. 404-414.
4. Martin, L. P. & Glass, R. S., "Hydrogen Sensor Based on YSZ Electrolyte and Tin-Doped Indium Oxide Electrode", *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 152, no. 4, 2005, pp. H43-H47.
5. Kim, I. J., Han, S. D., Han, C. H., Gwak, J., Lee, H. D. & Wang, J. S., "Micro Semiconductor CO Sensors Based on Indium-Doped Tin Dioxide Nanocrystalline Powders", *Sensors*, vol. 6, 2006, pp. 526-535.
6. Bhatti, M. T., Rana, A. M., Khan, A. F. & Ansari, M. I., "Effect of Annealing on Electrical Properties of Indium Tin Oxide (ITO) Thin Films", *Journal of Applied Science*, vol. 2, no. 5, 2002, pp. 570-573.
7. Akinwunmi, O. O., Eleruja, M. A., Olowolafe, J. O., Adegboyega, G. A. & Ajayi, E. O. B., "Preparation and Characterization of MOCVD Thin Films of Indium Tin Oxide", *Optical Materials*, vol. 13, 1999, pp. 255-259.

8. Zhang, J., Au, K. H. & Chang, S. Y., "Investigation of Sol-Gel Derived Indium Tin Oxide Thin Films with Poly(ethylene glycol) as an Additive", *Journal of Ceramic Processing Research*, vol. 5, no. 3, 2004, pp. 208-213.
9. Yanagisawa, K., Udawatte, C.P. & Nasu, S., "Preparation and Characterization of Fine Indium Tin Oxide Powders by A Hydrothermal Treatment and Postannealing Method", *Journal of Materials Research*, vol. 15, no. 6, 2000, pp. 1404-1408.
10. Souza, E. C. C., Rey, J. F. Q. & Muccillo, E. N. S., "Synthesis and Characterization of Spherical and Narrow Size Distribution Indium Oxide Nanoparticles", *Applied Surface Science*, vol. 255, 2009, pp. 37793783.

Aturan Penulisan Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi PPET LIPI

1. Redaksi menerima naskah karangan berupa hasil penelitian, pengembangan dan penerapan dalam bidang Ilmu Pengetahuan dan Teknologi, diutamakan hasil dari kelompok kerja penelitian.
2. Semua naskah yang masuk akan direview dan diseleksi oleh Dewan Direksi.
3. Naskah yang telah dikoreksi akan dikembalikan ke penulis untuk diperbaiki, setelah itu diserahkan kembali ke redaksi pelaksana.
4. Makalah berisi abstrak (bahasa Inggris dan bahasa Indonesia), pendahuluan, tinjauan pustaka, metoda penelitian, hasil dan pembahasan, kesimpulan, ucapan terimakasih dan daftar pustaka.
5. Judul makalah ditulis dengan huruf kecil Times New Roman 14 spasi 1 (Judul Makalah).
6. Keterangan tentang penulis (nama penulis [**dicetak tebal**], instansi, alamat instansi, telepon, fax dan e-mail) ditulis dibawah judul makalah dengan huruf Times New Roman 10 spasi 1.
7. Judul **Abstrak** ditulis dengan huruf tebal di tengah, Times New Roman 12 spasi 1,5 terhadap isi bawahnya. Isi Abstract (dalam bahasa Inggris) dan Abstrak (dalam bahasa Indonesia) ditulis memanjang pada satu kolom dengan huruf Times New Roman 10 spasi 1 dan dicetak miring, dilengkapi dengan kata kunci dibawahnya.
8. Bila tulisan dalam bahasa Indonesia, yang didahulukan Abstract dalam bahasa Inggris dan bila tulisan dalam bahasa Inggris Abstrak bahasa Indonesia didahulukan.
9. Sub judul tulisan ditulis dengan huruf tebal, kecil, Times New Roman 12 spasi 1,5 terhadap tulisan bawahnya dengan penomoran angka biasa, (**1 Pendahuluan**).
10. Selain Abstrak, isi makalah ditulis dalam 2 (dua) kolom dengan huruf Times New Roman 12 spasi 1.
11. Gambar dan tabel harus diberi nomor urut, keterangan ringkas dengan huruf Times New Roman 12 dan disebutkan dalam isi makalah, gambar harus disesuaikan dengan ukuran halaman jurnal, (Gambar 1 :).
12. Persamaan matematik harus ditulis dengan jelas, diberi nomor urut, dan diberi keterangan notasi yang dipergunakan.
13. Contoh penulisan Daftar Pustaka sebagai berikut: Harper, Charles. A, "Handbook of Thick Film Hybrid Microelectronic", *McGraw-Hill*, New York, 1974.
14. Makalah maksimal 6 halaman, termasuk gambar dan tabel.

AD 567 09D



LIPI

JURNAL

ELEKTRONIKA dan TELEKOMUNIKASI

PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI - LIPI

Jl. Sangkuriang Bandung 40135 Tlp. (022) 250 4660, 250 4661 Fax. (022) 250 4559 - Bandung 40135
<http://www.ppet.lipi.go.id>