

JURNAL

ISSN 1411-8289

Elektronika dan Telekomunikasi

VOLUME 9, NOMOR 1

Januari - Juni 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. 1	Hal. 1 - 81	Bandung Januari 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

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

DAFTAR ISI

Kata Pengantar

1. Analisa Kerusakan Seat Ring pada Kontrol Valve dengan Sound Pressure Level 1 - 6
(*Baskoro Abie Pandowo, Djoko Hartanto dan Harry Soedibyo*)
2. An Amperometric Colesterol Bio Sensor Prepared By Immobilization Of Colesterol Oxidase
Based in Screen-Printed Graphite Film Electrode 7 - 11
(*Hiskia dan Robeth V. Manurung*)
3. De Emphasis dan Pre Amplifier pada Video Demodulator Analog Satellite Receiver 12 - 16
(*Fredrika H. Kana*)
4. Pemampat Ucapan untuk Transkoder 8 kbps 17 - 24
(*Armein Z. R. Langi*)
5. Pembuatan Film Oksida Konduktif Transparan ZnO : Al Menggunakan Metoda Screen Printing 25 - 30
(*Erlyta Septa Rosa, Shobih dan Hari Teja Lesmana*)
6. Pemodelan Matematik Transformator Fasa 3 dalam Meminimasi Distorsi Harmonisa 31 - 37
(*Chairul Gagarin Irianto, Rudy Setiabudy, Maulana Sukmawidjaya dan Dharmananda Lugito*)
7. Perancangan dan Implementasi Antena Mikrostrip Annular Ring Menggunakan Catuan
Electromagnetically Coupled (EMC) untuk Antena WiMAX 38 - 45
(*Hari Satriyo Basuki*)
8. Peredam Riak Arus Keluaran dan Meningkatkan Efisiensi Cuk Konverter Slobo dan dengan
Twisted Magnetomotrans 46 - 52
(*Herawati Yusuf, Eko Tjipto Rahardjo dan Iwa Garniwa*)
9. Proses Pembuatan Rangkaian Mikrostrip dengan Teknologi Thin Film 53 - 58
(*Lia Muliani, Gandi Sugandi, Lilis Retnaningsih dan Totok M.S Soegandi*)
10. Rancang Bangun Sintesiser Frekuensi untuk Sistem Komunikasi Rural 59 - 66
(*Purwoko Adhi, Dayat Kurniawan, Ratna Indra Wijaya dan Ros Sariningrum*)
11. Rancang Bangun Sistem Pemanas Sensor Gas CO Berbasis Bahan SnO₂ Menggunakan
Teknologi Film Tebal 67 - 74
(*IDewa Putu Hermida dan Lilis Retnaningsih*)
12. Sistem Komunikasi Menggunakan Gelombang Akustik dengan Memanfaatkan Bawah Air
sebagai Medium Propagasi 75 - 81
(*Syamsu Ismail dan Deni Permana*)

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 1 tahun 2009 ini meliputi bidang komponen mikroelektronika, bidang elektronika dan bidang telekomunikasi sesuai dengan bidang kompetensi kami dengan judul-judul antara lain :

Analisa Kerusakan Seat Ring pada Kontrol Valve dengan Sound Pressure Level, An Amperometric Colesterol Bio Sensor Prepared By Immobilization Of Colesterol Oxidase Based in Screen-Printed Graphite Film Electrode, De Emphasis dan Pre Amplifier pada Video Demodulator Analog Satellite Receiver, Pemampat Ucapan untuk Transkoder 8 kbps , Pembuatan Film Oksida Konduktif Transparan ZnO : Al Menggunakan Metoda Screen Printing, Pemodelan Matematik Transformator Fasa 3 dalam Meminimasi Distorsi Harmonisa, Perancangan dan Implementasi Antena Mikrostrip Annular Ring Menggunakan Catuan Electromagnetically Coupled (EMC) untuk Antena WiMAX, Peredam Riak Arus Keluaran dan Meningkatkan Efisiensi Cuk Konverter Slobo dan dengan Twisted Magnetomotrans, Proses Pembuatan Rangkaian Mikrostrip dengan Teknologi Thin Film, Rancang Bangun Sintesiser Frekuensi untuk Sistem Komunikasi Rural, Rancang Bangun Sistem Pemanas Sensor Gas CO Berbasis Bahan SnO₂ Menggunakan Teknologi Film Tebal, Sistem Komunikasi Menggunakan Gelombang Akustik dengan Memanfaatkan Bawah Air sebagai Medium Propagasi.

Kami mengharapkan saran dan kritik dari para pembaca untuk perbaikan jurnal ini agar lebih berkualitas. Mudah-mudahan apa yang kami sajikan dapat menambah wawasan dan bermanfaat bagi kita semua.

Redaksi

Analisa Kerusakan *Seat Ring* pada Kontrol Valve dengan *Sound Pressure Level*

Baskoro Abie Pandowo, Djoko Hartanto dan Harry Soedibyo

Mahasiswa Program Doktor Departemen Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia Kampus UI Email :
baskoro@puco-eng.com

Profesor (Guru Besar) Departemen Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia Kampus UI Depok
Email : djoko@eng.ui.ac.id

Profesor (Guru Besar) Departemen Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia Kampus UI Depok. Email :
harisudi@eng.ui.ac.id

Abstract

Usually final control element in industrial process control is control valve. The control valve manipulates a flowing fluid, such as gas, steam, water, or chemical compounds, to compensate for the load disturbance and keep the regulated process variable as close as possible as set point of the controller. Seat ring is a internal part of control valve spare parts should be kept good surface so that product result is still good. In fact, seat ring has cavitation problem due to service condition changes and it causes the corroded seat ring. The corroded seat ring should be monitored early so that control valve works as leakage clarification standard.

In this research, seat ring measurement method uses sound pressure level meter to analyze sound pressure level (SPL) for normal and corroded seat ring with cool edit pro version 2.0 and excel version 2007 software. The frequency intensity is represented by sound pressure level is measured by sound pressure level meter. The research result shows measurement method with sound pressure level meter can be applied to detect normal and corroded seat ring in the control valve.

Key words : Control Valve, Cavitation, Capacitance formula, Sound Pressure Level

Abstrak

Pada umumnya final control element pada industrial process control adalah control valve [1], yaitu sebuah valve dengan pneumatic, hydraulic, electric atau jenis actuator lain yang secara otomatis membuka atau menutup sepenuhnya atau sebagian valve ke posisi tertentu sesuai dengan signal yang diterima dari controller [2]. Pada bagian dalam control valve terdapat seat ring yang kondisi fisiknya berpengaruh penting terhadap aliran fluida yang akhirnya menentukan kualitas produksi. Dalam pelaksanaan di industri, seat ring ini akan mengalami korosi. Segini mungkin korosi seat ring dapat dideteksi, semakin baik industri dapat mengontrol kualitas produksinya.

Pada riset ini dilakukan metode pengukuran seat ring dengan sound pressure level meter; analisa sound pressure level (SPL) pada kondisi seat ring normal dan seat ring korosi dengan menggunakan software cool edit pro versi 2.0 dan excel versi 2007. Kerusakan control valve disebabkan antara lain oleh cavitation yang mengakibatkan seat ring menjadi korosi. Besarnya korosi terkait dengan besarnya parameter frekuensi. Besarnya frekuensi direpresentasikan dengan sound pressure level yang datanya dapat diukur dengan menggunakan sound pressure level meter. Hasil riset ini menunjukkan bahwa metode sound pressure level dapat mendeteksi kondisi seat ring normal dan rusak pada control valve.

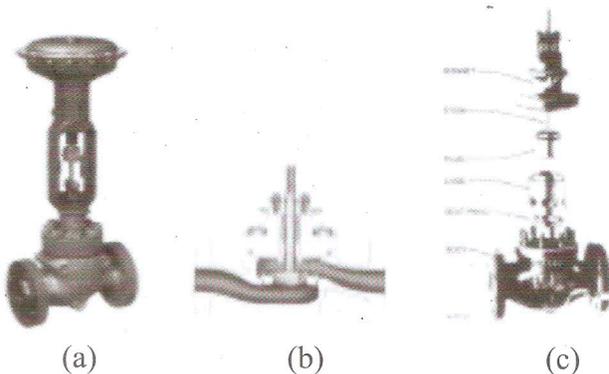
Kata kunci : Control Valve, Cavitation, Formula Kapasitansi, Sound Pressure Level

1. Pendahuluan

Pada *process control industry* dirancang untuk menjaga *process variable* seperti *pressure, level, flow* dan *temperature*. Setiap *control loop* juga dirancang untuk menerima dan menciptakan *disturbance* yang mengganggu *process variable* tersebut.

Informasi yang didapat dari sensor, *transmitter, disturbance* digabung dan disesuaikan dengan nilai *set-point* tertentu oleh suatu *controller*. *Controller* akan mengukur, membandingkan dan mengitung dan kemudian hasilnya akan dikirimkan ke *final control element*.

Kebanyakan final control element pada process control industry adalah control valve [1]. Control valve berfungsi untuk menjaga process variable dan disturbance sesuai dengan set-point masing-masing. *Control valve* terdiri dari *valve body assembly, internal trim parts, actuator* dan *additional valve accessories* (seperti *positioner, transducer, limit switch, airset regulator filter*) yang ditunjukkan Gambar 1.1. *Seat ring* merupakan tempat statik pada *body assembly valve* tempat aliran fluida pasti akan melewatinya. Besar kecilnya ukuran *seat ring* tergantung dari ukuran *body size* dan *port size*.



Gambar 1.1 : Control Valve (a), Body Assembly (b), Internal Part Body Assembly (c)

Dalam pemilihan kedua ukuran tadi sangat tergantung dari *service condition*. Permukaan *seat ring* perlu dijaga normal/baik sehingga kualitas

produknya masih di bawah *leakage class standardnya* seperti dijelaskan pada Tabel 1.1. Kerusakan pada permukaan *seat ring* akan mengakibatkan kebocoran pada *control valve* sehingga akan memberikan akibat buruk terhadap hasil produksi industri.

Kerusakan *control valve* dapat diketahui dari perubahan besarnya aliran fluida di sisi *downstream pipe*. Metode yang dipergunakan dalam penelitian-penelitian sebelumnya yaitu *capacitance meter* jenis *ring & concave* yang diuraikan oleh Wael H. Ahmed [3] tahun 2006 dan jenis *volume fraction* oleh Cristina N. Strizzolo and Jos C Converte tahun 1993 [4].

Tabel 1.1. *Leakage Classification Standard* berdasarkan ANSI/FCI 70-2 197 (R1982) [2]

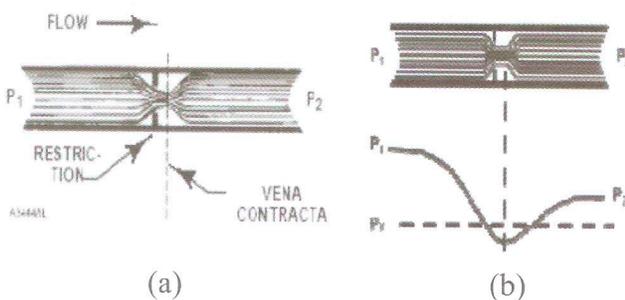
Leakage Class Designation	Maximum Leakage Allowable	Test Medium	Test Pressure	Testing Procedures Required for Establishing Rating
I	x	x	x	No test required
II	0.5% of rated capacity	Air or water at 50 - 125° F (10 - 52°C)	45 - 60 psig or maximum operating differential whichever is lower	45 - 60 psig or maximum operating differential whichever is lower
III	0.1% of rated capacity	As above	As above	As above
IV	0.01% of rated capacity	As above	As above	As above
V	0.0005 ml per minute of water per inch of port diameter per psi differential	Water at 50 to 125°F (10 to 52°C)	Maximum service pressure drop across valve plug not to exceed ANSI body rating	Maximum service pressure drop across valve plug not to exceed ANSI body rating
VI	Not to exceed amounts shown in the table above	Air or nitrogen at 50 to 125° F (10 to 52°C)	50 psig or max rated differential pressure across valve plug whichever is lower	Actuator should be adjusted to operating conditions specified with full normal closing thrust applied to valve plug seat

Ada pula metode *cavitation recovery trim* [2,5] yaitu *cavitation* yang merupakan penyebab dari kerusakan *seat ring* dapat diketahui melalui *service condition*-nya, lalu dilakukan *sizing calculation* sehingga akan cepat diketahui ada tidaknya *cavitation*. Jika terdapat *cavitation*, maka *control valve* tadi langsung dipasang *cavitation recovery trim* disesuaikan dengan fisik dari *body assembly valve*-nya.

Sesuatu yang baru dalam riset ini adalah indikasi kerusakan *seat ring* dapat diketahui melalui *frequency intensity* [6] dengan memasang *device sensor* di dalam *body assembly valve* segaris dengan letak *seat ring*. Dan diharapkan hasil riset ini dapat mengetahui lebih dini kerusakan *seat ring* sehingga kebocoran *control valve* dapat segera diketahui dan akhirnya mutu hasil produk tetap terjaga dengan sebaik-baiknya.

2. Cavitation dan Korosi Seat Ring

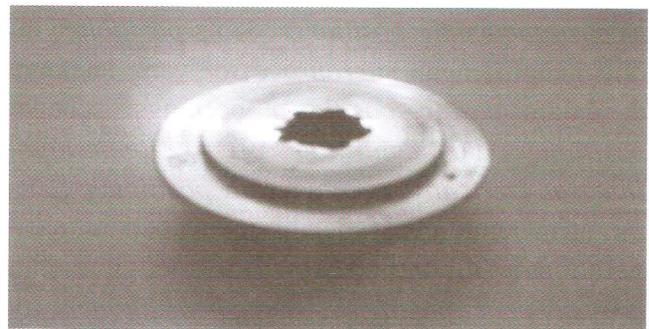
Umumnya *cavitation* dipahami sebagai proses dinamik dari suatu formasi fluida. *Cavitation* terjadi ketika kecepatan *flow* yang tinggi menyebabkan *local hydrostatic pressure* jatuh pada *critical value* (*vapor pressure*). *Flow* ini akan menimbulkan banyak gelembung kecil (*bubbles*), seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.1.



Gambar 2.2 : Peristiwa *Cavitation* (a), Peristiwa Terjadi *Bubble* (b) [4]

Peristiwa *cavitation* ditunjukkan pada Gambar 2.2 pada saat *pressure* yang melewati *control valve* (disebut *upstream pressure*), saat

melewati *control valve* terjadi *vena contracta* yaitu percepatan nol dan kecepatan maksimal, setelah *pressure* melewati *control valve* (disebut *downstream pressure*) yang nilainya melebihi *vapor pressure* akan terjadi *cavitation*. Pada keadaan *cavitation*, kontinuitas aliran fluida terganggu akibat terbentuknya *bubble*. Akibat terjadinya *bubble* yang menghantam permukaan metal (yang dalam hal ini adalah *seat ring*) secara terus-menerus mengakibatkan permukaan *seat ring* tadi akan rusak seperti terlihat pada Gambar 2.2 di bawah ini.



Gambar 2.2. Kerusakan *Seat Ring* Akibat *Bubble*

Korosi *seat ring* ini akan mengakibatkan kebocoran yang tidak dikehendaki pada *control valve*. Jika kebocoran *control valve* ini tidak segera di atasi, maka akan membawa akibat mutu produk yang dihasilkan tidak sesuai dengan yang diinginkan.

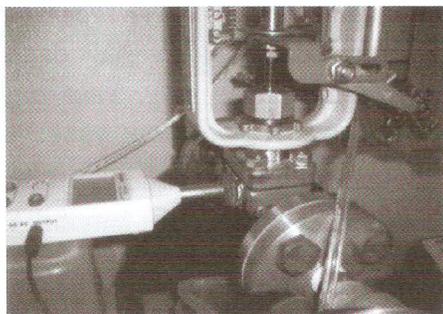
3. Metode Pengukuran *Seat Ring*

Pada bagian *body valve* terdapat *body assembly valve* dan *bonnet*. Di dalam *body assembly valve* terdapat *plug*, *seat ring*, *stem*, *packing* serta *end connection* yang berfungsi sebagai penyambung antara *body valve* dengan pipa di *upstream* maupun di *downstream*. Sedangkan *bonnet* berfungsi sebagai penyambung antara *body valve* dengan *actuator*. Jenis *bonnet* yang dipergunakan adalah *bonnet jenis plain bonnet*. Hal ini disebabkan agar kerja *actuator*

dapat berfungsi dengan baik. Pada bagian *actuator* terdapat *travel indicator* yang berguna untuk mengetahui posisi bukaan *control valve* (*Opening Valve Percentage* disingkat OVP). Kalibrasi dilakukan setelah *control valve* dibongkar-pasang dengan target kalibrasi adalah OVP di *travel indicator* harus sama dengan angka yang ditunjukkan oleh alat kalibrasi (*HART Communicator Handheld*), pada kondisi *set-point* tertentu (0%, 25%, 50%, 75% dan 100% atau setara dengan 4 mA, 8 mA, 12 mA, 16 mA dan 20 mA oleh *Current Source*).

Positioner yang digunakan berjenis *smart electro-pneumatic positioner*. Jenis *positioner* ini dilengkapi dengan *microprocessor* yang letaknya di dalam *casing positioner* berfungsi sebagai *positioner* dan *controller* PID (*Proporsional Integral Derivative*). Pemakaian *positioner* jenis ini agar lebih cepat dalam mendapatkan hasil percobaan dibandingkan jika menggunakan *convensional positioner*. *Smart positioner* ini dilengkapi juga dengan *airset filter regulator* yang berfungsi untuk menurunkan *air-supply* dari 250 psig (umumnya tekanan keluaran dari *air-compressor* pada *utility plant*) mejadi tekanan 0-18 psig atau 0-30 psig. Untuk *piston actuator* dipakai tekanan mulai dari 60 psig, 80 psig, 100 psig dan 120 psig.

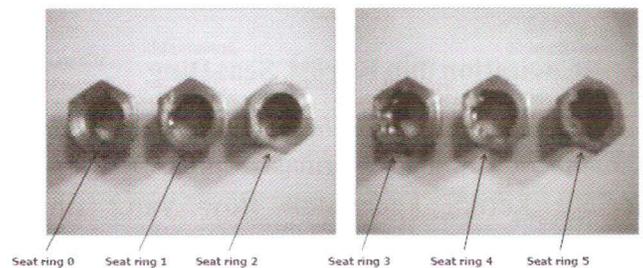
Langkah selanjutnya adalah meletakkan *microphone* (bagian dari *sound pressure level meter*) tepat segaris dengan *seat ring* seperti ditunjukkan pada Gambar 3.1.



Gambar 3.1 : Gambar fisik *control valve* yang dipasang *sound pressure level meter*

Dalam riset ini dibuat *seat ring* dengan tingkat korosi beragam. *Seat ring* diberi lubang setengah lingkaran dengan diameter 1,5 mm seperti Gambar 3.2. *Seat ring* 1 diberi lubang 1, *seat ring* 2 diberi lubang 2 dan seterusnya hingga *seat ring* 5 diberi lubang 5.

Pengukuran dimulai dari *seat ring* 0 lalu ke *seat ring* 1 dan berakhir di *seat ring* 5. Setiap pergantian *seat ring* harus dilakukan kalibrasi oleh HART Communicator dan current source agar diperoleh hasil pengukuran setiap *seat ring* tadi akurat. Dengan bantuan software Cool Edit rangkuman data hasil pengukuran berupa *sound pressure level* (SPL) dapat diperoleh seperti Tabel 3.1. Setiap *seat ring* didapat 15 data hasil pengukuran sehingga total data hasil pengukuran 90 data hasil pengukuran.



Gambar 3.2 : Bentuk fisik *seat ring*

Table 3.1. Rangkuman hasil pengukuran *seat ring* kondisi normal dan rusak

Kondisi <i>Seat Ring</i>	SPL [dBA] Saat OVP 0%	SPL [dBA] Saat OVP 25%
0	-109.3948	-106.5825
1	-104.1420	-102.4579
2	-102.7623	-104.4011
3	-103.5872	-106.1227
4	-104.0907	-106.4301
5	-106.4679	-107.4680

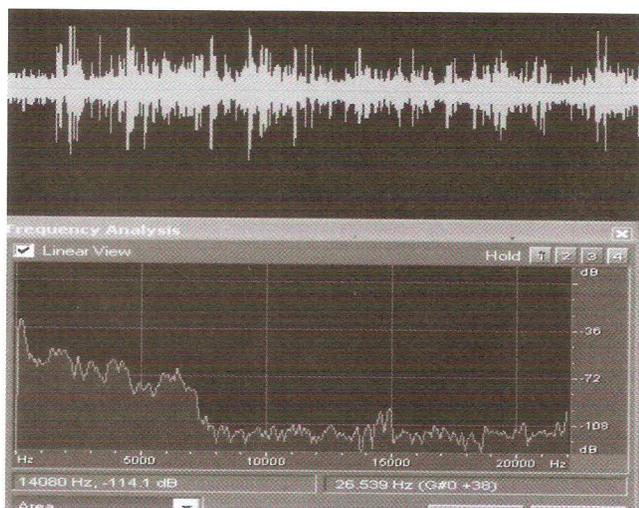
4. Diskusi dan Analisa

Pada Tabel 3.1 memperlihatkan bahwa *seat ring* dengan 2 lubang mempunyai tingkat kebisingan

tertinggi saat OVP (*Opening Valve Percentage*) 0% sedangkan *seat ring* dengan 1 lubang mempunyai tingkat kebisingan tertinggi saat OVP 25%.

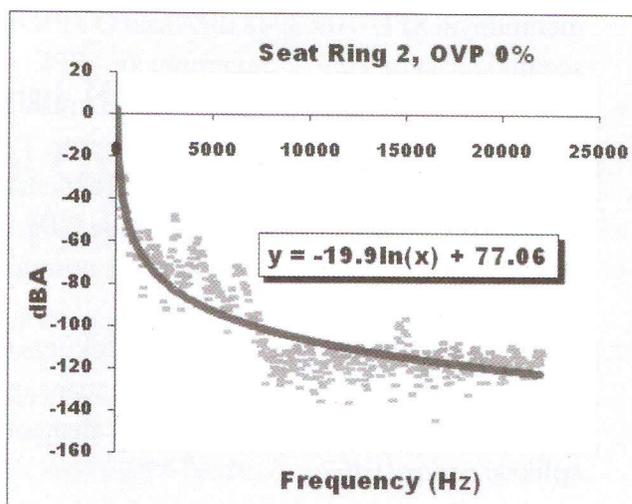
Tingkat kebisingan dengan jumlah lubang yang semakin banyak akan semakin rendah secara linear saat *opening valve* OVP 0% dan OVP 25%.

Pada Gambar 3.1 diperlihatkan intensitas suara ditimbul di dalam *body assembly valve* dibaca oleh *sound pressure level meter* kemudian software Cool Edit Pro dipasang di sebuah laptop akan menangkap spektrum frekuensi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.1. Setiap pengukuran akan mendapatkan satu spektrum frekuensi. Dalam pembahasan riset ini diambil spektrum frekuensi pada *seat ring 2* saat OVP 0%. Hal ini sebabkan pada kondisi tersebut terjadi SPL tertinggi-102.7623 dBA. SPL yang dibaca oleh *sound pressure level meter* dan direkam oleh software Cool Edit Pro.



Gambar 4.1 : Spektrum frekuensi *seat ring 2*

Bentuk spektrum frekuensi di atas dianalisa dengan mengubah bentuk spektrum frekuensi menjadi angka-angka dengan fasilitas software Cool Edit Pro. Angka-angka tersebut dianalisa dengan software Excel versi 2007 sehingga menghasilkan kurva yang ditunjukkan pada Gambar 4.2.



Gambar 4.2 : Analisa Frekuensi *seat ring 2*

Dari gambar kurva tersebut menunjukkan hubungan antara *sound pressure level* (SPL) atau intensitas suara dengan frekuensi adalah logaritmik dan Persamaan 4.1.

$$y = -19.9 \ln(x) + 77.06 \dots\dots\dots (4.1)$$

Di mana *y* adalah SPL [dBA] sedangkan *x* adalah frekuensi [Hz].

Besarnya SPL *seat ring 0* (*seat ring* kondisi normal) seperti yang ditunjukkan pada Tabel 3.1 adalah -109.3948 dBA saat OVP 0%. Jika kedua nilai SPL dimasukkan ke dalam Persamaan 4.1, maka akan diperoleh besarnya frekuensi adalah 8.403 Hz saat OVP 0%. Dengan perhitungan yang sama untuk *seat ring 2* besarnya frekuensi adalah 11.726 Hz saat OVP 0%.

5. Kesimpulan

Pada riset ini melakukan penurunan rumusan kapasitansi *seat ring* kondisi normal, penurunan rumusan kapasitansi kondisi rusak dan melakukan pengukuran tingkat kebisingan melalui pengukuran langsung prototip dapat disimpulkan sebagai berikut,

- a. hasil pengukuran *seat ring* rusak bervariasi yang dirangkum pada Tabel 3.1 membuktikan *seat ring 0* (*seat ring* kondisi normal)

mempunyai SPL -109.3948 dBA saat OVP 0% sedangkan *seat ring 2* mempunyai SPL -102.7623 dBA. Jika *seat ring* mulai mengalami korosi SPL akan semakin besar.

- b. Hubungan antara SPL dengan frekuensi dalam riset ini adalah logaritmik. Dan besarnya frekuensi *seat ring* kondisi normal 11.726 Hz dan *seat ring 2* 8.403 Hz.
 - c. Hasil riset ini berupa batasan frekuensi (frekuensi rendah) sebagai dasar perencanaan suatu *device sensor* yang sesuai dengan aplikasi *control valve*.
- 6. Daftar Pustaka**
1. George Stephanopoulos : "Chemical Process Control" : *An Introduction To Theory and Practice* [New Jersey : Prentice-Hall, 1984].
 2. *Control Valve Handbook*, Fourth Edition, (Marshalltown-Iowa : Emerson Process Management, 2005), hal. 1 - 283.
 3. Wael H. Ahmed. "Capacitance Sensors for Void-Fraction Measurements and Flow-Pattern Identification in Air-Oil Two-Phase Flow". *IEEE Sensor Journal*, Vol.6 No.5, October 2006.
 4. Cristina N. Strizzolo; Jose Converti. "Capacitance Sensor for Measurement of Phase Volume Fraction in Two-Phase Pipelines," *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol.42, No.3, (June, 1993).
 5. "Control Valve Engineering School Singapore", Fisher Controls, 1998.
 6. Personal Communication with Prof. Dr. James Holm-Kennedy (Lecture of Hawaii University) and Prof. Dr. Ir. Djoko Hartanto (Head of Sensor Device Research Group. University of Indonesia), March 26, 2008

An Amperometric Cholesterol Biosensor Prepared By Immobilization of Cholesterol Oxidase Based in Screen-Printed Graphite Film Electrode

Hiskia and Robeth V. Manurung

Research Centre for Electronics and Telecommunication,
Indonesian Institutes of Sciences
Phone: +62 22 2504660; Fax: +62 22 250 4659
E-mail: hiskia@ppet.lipi.go.id; robeth@ppet.lipi.go.id

Abstrak

Peralatan monitoring kadar kolesterol yang bersifat disposable, berbiaya murah dan reliabel merupakan faktor-faktor yang dibutuhkan untuk mendiagnosa dan upaya pengobatan bagi pasien penyakit jantung. Prinsip dasar yang digunakan oleh sensor kolesterol adalah prinsip elektrokimia yang menggunakan enzim sebagai komponen biologis sebagai pendeteksi berskala molekul. Biosensor amperometrik mampu melakukan analisa cepat dengan persiapan awal sampel yang sederhana. Proses fabrikasi film tebal merupakan teknik fabrikasi yang cukup baik untuk produksi massal dan memungkinkan untuk miniaturisasi biosensor elektrokimia dalam bidang biomedik, lingkungan dan industri obat-obatan. Tulisan ini memaparkan penggunaan teknologi film tebal untuk proses desain dan fabrikasi dari biosensor kolesterol. Elektroda sensor terdiri perak, perak klorida (Ag|AgCl) sebagai elektroda referensi, sedangkan elektroda kerja berbahan graphite dan elektroda pembantu berbahan perak. Enzim kolesterol oksidase di-immobilisasi secara cross-linking pada permukaan film graphite. Karakterisasi sensor dilakukan dengan memantau arus keluaran yang dihasilkan pada konsentrasi 0,1; 0,2; 0,3 dan 0,4 M dari buffer kolesterol.

Kata kunci: biosensor, kolesterol, amperometrik, enzim, cross-linking, film tebal.

Abstract

Cholesterol monitoring devices for disposable, inexpensive, reliable biosensors are particularly required for diagnosis cardiovascular disease and medical treatment. The majorities of sensors are based on electrochemical principles and employ enzymes as biological components for molecular recognition. Amperometric biosensors enable rapid analyses with a minimum sample pretreatment. Screen printing or thick film technology represents an attractive approach for the mass production of miniaturized electrochemical biosensors for biomedical, environmental and drug industries. This paper reported the use of thick film technology in the design and fabrication of cholesterol biosensors. The electrode itself consists of a silver silver chloride (Ag|AgCl) reference electrode, a working electrode and a counter electrode in a planar configuration. The cholesterol oxidase enzyme has been immobilized by cross linking method using graphite film. Characterization of the sensor has been evaluated and it is shown that the current output increase related to 0.1; 0.2; 0.3 and 0.4 M of cholesterol buffer.

Keywords: biosensor, cholesterol, amperometric, enzyme, cross-linking, thick film.

1. Introduction

A cholesterol test is one of many tests performed in a clinical laboratory. Accurate measurement of cholesterol level in blood has long been recognized as an important clinical test for diagnosing cardiovascular disease and many patients are now using the disposable-type screen-printed cholesterol strips for self-monitoring their blood cholesterol levels. The limiting step for commercialization of biosensor is mainly due to the preparation of the transducer and to the immobilization procedures of the biomediator, which don't fit, in most cases, with mass production and manufacturing costs. Screen printing was chosen as one of the most promising technology which allows biosensor to be largely produced [1].

The basic concept of a cholesterol sensor based on enzyme is refer to the glucose sensor was first introduced by Clark & Lyon in 1962 [2]. Since the pioneer work, reasonable research effort has been devoted to the development of cholesterol sensors by a number of research groups worldwide. Today, glucose and cholesterol sensor research is a relative mature and well-worked research field. The majorities of sensors are based on electrochemical principles and employ enzymes as biological components for molecular recognition.

The aim of this paper is to report the design and fabrication of amperometric cholesterol sensor using thick film technology. The cholesterol electrode itself consists of a silver silver chloride (Ag|AgCl) reference electrode, a working electrode and a counter electrode in a planar configuration. The enzyme cholesterol oxidase (ChOx) was used and deposited using crosslinking method on the top of graphite film.

2. Experiment

2.1 Materials and Reagents

The sources of materials and reagents used in this experiment were as follows: cholesterol

oxidase (ChOx) Aldrich Grade; Glutardialdehyd (Merck); Phospate Buffer Saline (PBS) (Merck); Graphite Nanopowder (Merck); Carbon Paste (BQ242); Silver|Silver Chloride (5874) from Dupont and silver paste (H-4567) from Shoei Chemical Research Laboratory (Tokyo, Japan); insulator paste was from ESL, USA); All aqueous solutions were prepared with deionized water (18 M Ω cm).

2.2 Design and Fabrication of Amperometric Cholesterol Sensor

Design and construction technology and materials science are intimately linked in biosensor development. Sensor design, including materials, size shape and methods of construction, are largely dependent upon the principle of operation of the transducer, the parameters to be detected and the working environment [3,4]. Materials used in electrochemical biosensors are classified as (a). Materials for the electrode and supporting substrate, (b) materials for the immobilization of biological recognition elements, (c) materials for the fabrication of the outer membrane and (d) biological elements, such as enzymes, antibodies, antigens, mediators, and cofactors [5].

In amperometric electrochemical processes are generally complex and may be considered a succession of electron transfers and chemical events. Amperometric biosensors function by the production of a current when a potential is applied between two electrodes. The overall sensor current is thus dependent on many factors; including charge transfer, adsorption, chemical kinetics, diffusion, convection, and substrate mass transport [6,7].

The understanding of the kinetic peculiarities of the biosensors is of crucial importance for their design. One of the most critical characteristics of biosensors is their stability. The operational stability of a biosensor response may vary considerably depending on geometry and method

of sensor preparation, a transducer use and some other parameters [5]. Furthermore it is strongly depend on the response rate-limiting factor, i.e. substrate diffusion and enzymatic reaction rate [6].

In this research, the prototype of the cholesterol sensor to be constructed is shown in figure 2. The cholesterol sensor is use as disposable sensor strips and the dimension of cholesterol sensor using thick film technology is 5.6 mm width and 30.2 mm length. The sizes of each electrode are 1 mm. The reference, counter and working electrode were fabricated by means of standard thick-film technique using Ag paste. Ag|AgCl reference electrode was obtained by printing Ag|AgCl paste on the surface of Ag conductor, and graphite/carbon paste has been printed on the top of Ag working electrode.

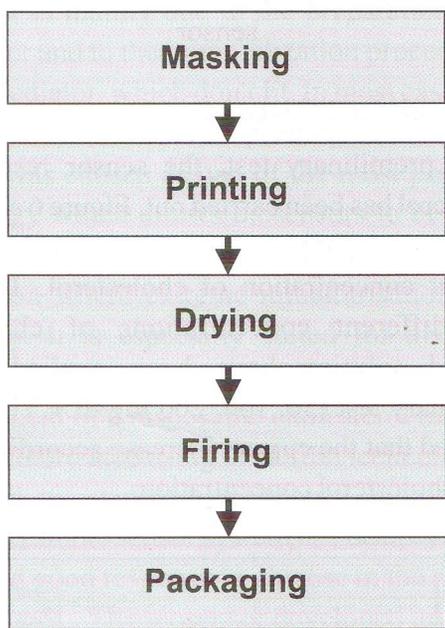
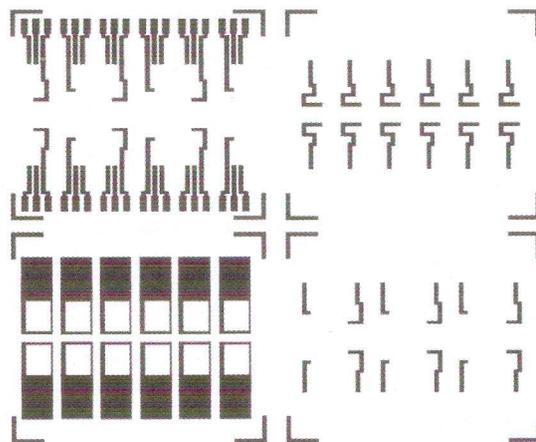
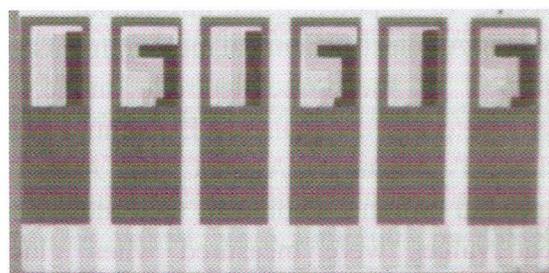


Figure 1 : Step Process of Thick Film Technology



(a)



(b)

Figure 2 : (a) Design layout of sensor; (b) The prototype of cholesterol sensor

The structure of cholesterol sensor has shown in figure 3.

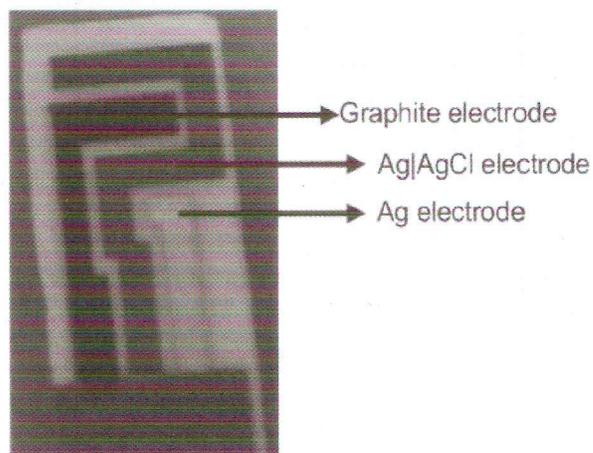


Figure 3 : Structure of cholesterol sensor electrodes

2.3 Enzyme Immobilization

Cholesterol oxidase (ChOx) enzyme was immobilized in carbon film which is printed on the top of Ag working electrode by crosslinking method. The ChOx enzyme was deposited manually in graphite film, and then treated it by glutardialdehyde vapour (figure 4). Finally store the cholesterol electrode in coolbox or freezer to maintain cholesterol oxidase enzyme active.

2.4 Measurements

The cholesterol sensor prototype was connected to a potentiostat throughout a wire connector. All electrochemical measurements were performed in the three-electrode mode. For biosensors testing the applied WE potential was set to +1000mV versus the Ag/AgCl RE. After their background currents stabilized, their steady-state current values were measured when glucose standard solution was added to the phosphate buffer solution. The setup measurement of cholesterol sensor has shown in figure 5.

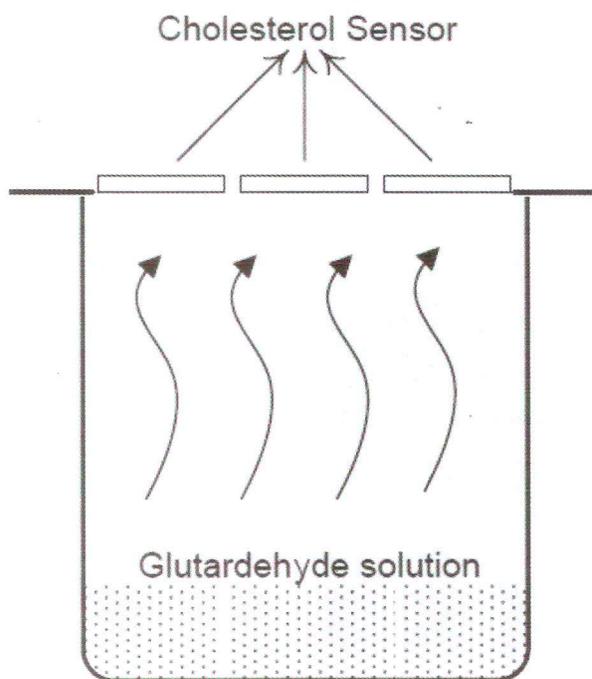


Figure 4 : ChOx enzyme deposition process

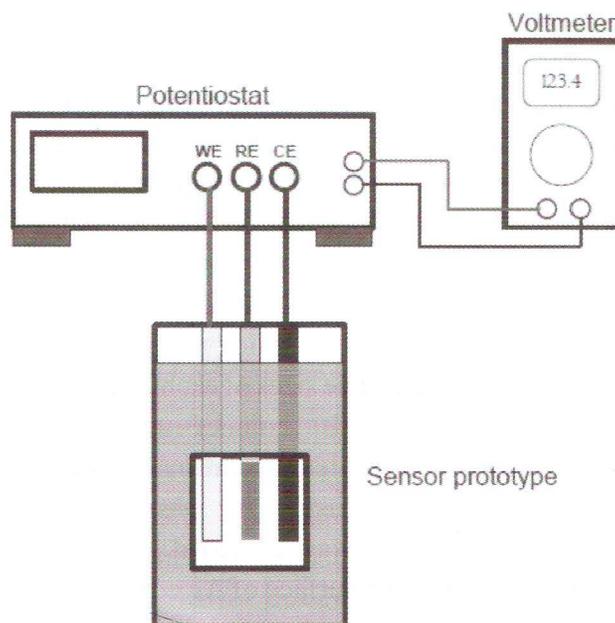
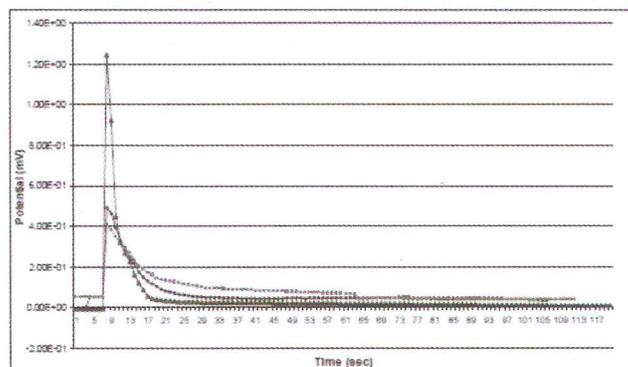


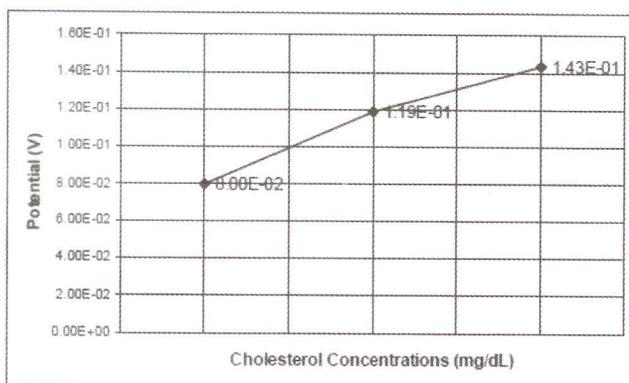
Figure 5. Setup measurement of cholesterol sensor

3. Result and Discussion

In preliminary test, the sensor response to cholesterol has been carried out. Figure 6 shows the cholesterol amperometric sensor response to different concentration of cholesterol. There are three different concentrations of cholesterol standard solution have been applied in the preliminary test (50, 100, 200 mg/dL). The sensor exhibited that the current increase according to the rise of cholesterol concentration.



(a)



(b)

Figure 6 (a) and (b). Sensor response curve obtained by amperometric measurement

4. Conclusion

The limiting step for commercialization of biosensor is mainly due to the preparation of the transducer and to the immobilization procedures of the biomediator, which don't fit, in most cases, with mass production. Screen printing or thick film process was chosen as one of the most promising technology which allows biosensors to be largely produced. Thick film technology seem suitable for application where extreme miniaturisation is not necessary. It is especially suited for disposable sensor application. In this research, the development of a disposable cholesterol biosensor has been fabricated using thick film technology and evaluated by standard cholesterol solution. The sensitivity of the sensor system has been evaluated. It showed good response to glucose in the range 50 to 200 mg/dL. The biosensor developed initially to determine cholesterol concentrations in aqueous solutions, with later application to others analytes. The effects of interference ion such as ascorbic acid, uric acid and asetaminophen will be conducted further.

Acknowledgment

The authors wish to thank the contribution of Mr. Rizky from Institut Teknologi Bandung (ITB). Mr. Benny A. Karim and Mr. Dadang of the PPET-LIPI for their assistance and technical support in laboratory work. This work is funded by the Program Kompetitif LIPI 2007.

5. References

1. Neil White, "Thick film technology". Thick Film Sensors, M. Prudenziati, ed., *ELSEVIER*.
2. Winncy Du, "State-of-the-Art of Biosensors", Mechanical & Aerospace Engineering, *San José Sate University*, Power point file, June 6, 2003.
3. Andreas H., Oliver B., Christoph H., Henry B., "Microfabrication Techniques for Chemical/Biosensors", *Proceeding of The IEEE*, Vol. 91, No. 6, June 2003. pp. 839-863.
4. S. Zhang, G. Wright, Y. Yang, (2000), "Materials and techniques for electrochemical biosensor design and construction", *Biosensors & Bioelectronics*, Vol. 15, pp. 273-282.
5. Romas Baronas, Feliksas, Juozas Kulys, "The Influence of the Enzyme Membrane Thickness on the Response of Amperometric", *Sensors 2003*, Vol. 3, pp. 248-262.
6. E.J. Calvo, C. Danilowicz, (1997), "Amperometric Enzyme Electrodes", *J. Braz. Chem. Soc.*, Vol. 8, No. 6, pp. 563-574.
7. Tom Riley; Arthur Watson, (1987) "Polarography and other Voltammetric Methods", *Analytical Chemistry by open learning Series*, John Wiley & Sons.

De-emphasis dan Pre-Amplifier pada Video Demodulator Analog Satellite Receiver

Fredrika H. Kana

Puslit Elektronika dan Telekomunikasi LIPI,
Jl. Sangkuriang Bandung 40134
Telp. (022) 2504660

Abstract

De-emphasis and Pre-Amplifier is a part of a Video Demodulator of an Analog Satellite Receiver in an Input and Monitoring System. The Input and Monitoring System can receive signal from a satellite transmission system, and process the signal to become a video input signal of a Television Transmitter which fulfill the Consultative Committee for International Radio (CCIR) Standard.

The Video De-emphasis circuit receives a base-band signal come from a Tuner circuit, and it is designed to reduce the high frequency spectral component which is produced by the Pre-emphasis circuit of a television transmitter. The Video De-emphasis circuit can decrease the noise, this means it increase the Signal to Noise Ratio (S/N).

The output level of the Video De-emphasis circuit is very low and needs to be amplified by a Pre-amplifier circuit. The amplified signal will be improved by a Video Processor circuit to have a video signal which is fulfill the specification of a television transmitter input signal.

Keywords : *de-emphasis, pre-amplifier, satellite, receiver, video demodulator*

Abstrak

De-emphasis dan Pre-Amplifier adalah bagian dari Video Demodulator pada modul Analog Satellite Receiver yang terdapat pada perangkat Input dan Monitoring System. Perangkat Input dan Monitoring System adalah perangkat yang dapat menerima sinyal dari sistim transmisi satellite kemudian memproses sinyal tersebut menjadi sinyal suara dan gambar yang memenuhi standard Consultative Committee for International Radio (CCIR) untuk sinyal masukan perangkat Pemancar Televisi.

Video De-emphasis menerima masukan sinyal base-band dari rangkaian Tuner pada perangkat Input dan Monitoring System, dan dirancang untuk menurunkan komponen high frequency spectral akibat rangkaian Pre-emphasis pada Pemancar Televisi. Dengan rangkaian Video De-emphasis noise secara keseluruhan dapat diturunkan, yang berarti menaikkan Signal to Noise Ratio (S/N).

Level sinyal video keluaran Video De-emphasis sangat kecil sehingga perlu diperkuat oleh rangkaian Pre-Amplifier. Sinyal yang telah diperkuat tersebut akan diperbaiki oleh rangkaian Video Processor untuk menghasilkan sinyal video yang memenuhi spesifikasi sinyal masukan Pemancar Televisi.

Kata kunci : *de-emphasis, pre-amplifier, satellite, receiver, video demodulator*

1. Pendahuluan

Penelitian dan pengembangan rangkaian *Video De-emphasis* dan *Pre-Amplifier* adalah bagian awal dari pada *Video Demodulator* yang menerima sinyal base-band dari keluaran *Tuner*, dimana *Tuner* merupakan bagian dari perangkat *Input dan Monitoring System* yang memperoleh masukan dari *Sistim Transmisi Satelit* [1].

Sistim Transmisi Satelit mempunyai kelebihan dibandingkan *Sistim Transmisi Terrestrial* karena dapat menjangkau seluruh wilayah yang termasuk dalam daerah cakupannya (*coverage area*), sehingga cocok untuk Indonesia yang terdiri atas banyak pulau yang dipisahkan oleh lautan.

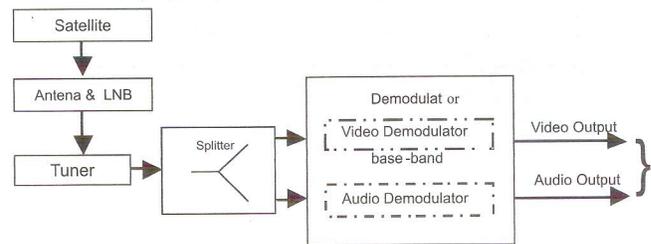
Karena *sistim transmisi satelit* mencakup seluruh wilayah Republik Indonesia, maka hasil penelitian dan pengembangan rangkaian *Video De-emphasis* dan *Pre-amplifier* yang menerima masukan dari *sistim transmisi satelit* dapat ditempatkan di seluruh wilayah Indonesia. Keluaran rangkaian *Video Demodulator* dan *Pre-Amplifier* dapat digunakan sebagai masukan sinyal video untuk perangkat *Pemancar Televisi* yang dapat ditempatkan diseluruh wilayah Indonesia.

Sebagai bagian dari *Video Demodulator* pada perangkat *Input dan Monitoring System*, hasil penelitian dan pengembangan *Video De-emphasis* dan *Pre-Amplifier* secara langsung berperan dalam penyediaan masukan sinyal video pada *sistim penyiaran televisi* di Indonesia baik penyiaran televisi pemerintah maupun swasta yang telah memanfaatkan satelit sebagai saluran transmisi [1,4].

Sistim Transmisi Satelit sangat membantu penyiaran sinyal televisi, karena stasiun *Pemancar Televisi* cukup mengirimkan sinyal televisi ke satelit lewat *up-link*, selanjutnya sinyal tersebut dipancarkan kembali oleh satelit keseluruh *coverage-areanya* lewat *down-link*, sehingga stasiun-stasiun televisi yang tergabung dalam satu kelompok (*group*) dengan mudah berbagi program siaran walaupun terletak pada wilayah yang berjauhan [1,5,6].

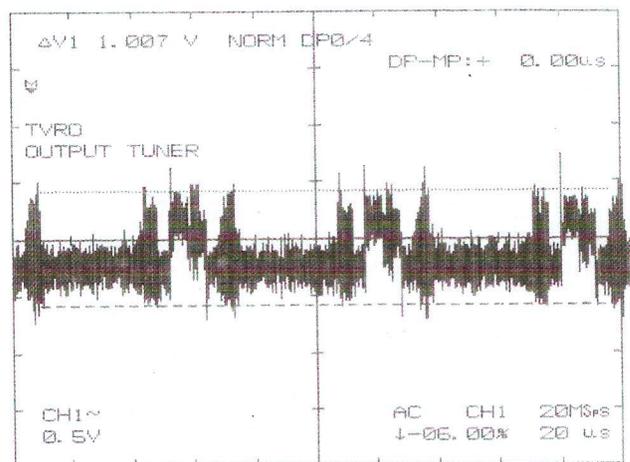
2. Rangkaian Video De-emphasis dan Pre-Amplifier

Rangkaian *Video De-emphasis* dan *Pre-Amplifier* adalah bagian awal dari modul *Video Demodulator* yang merupakan bagian dari *sistim penerima satelit* dengan blok diagram ditunjukkan pada gambar 1 :



Gambar 1 : Blok Diagram Sistim Penerima Satelit.

Masukan rangkaian *Video De-emphasis* dan *Pre-Amplifier* pada *Video Demodulator* adalah sinyal base-band keluaran rangkaian *tuner* diperlihatkan pada Gambar 2. Dengan menggunakan *Splitter*, sinyal base-band dibagi untuk masukan *Video Demodulator* dan masukan *Audio Demodulator*.



Gambar 2: Keluaran Rangkaian Tuner.

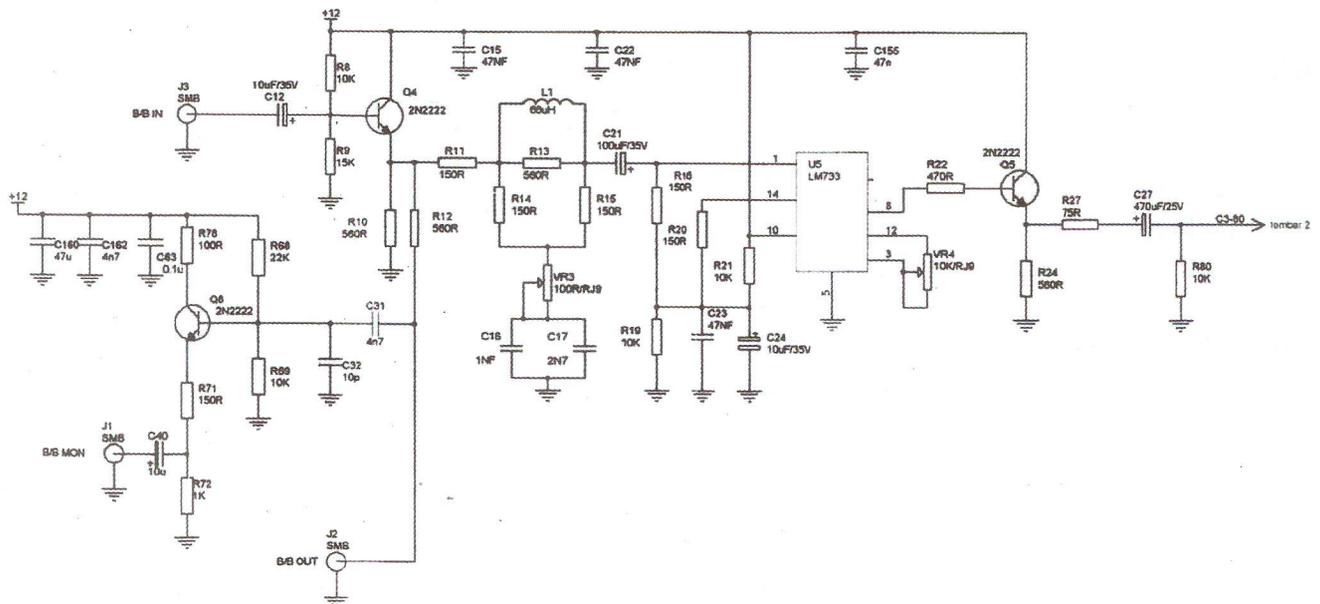
Terlihat pada Gambar 2 : sinyal *Video Composite* masih mengandung derau (*noise*) dan letak *Sync* bukan dibawah *blanking level* tetapi diatas *blanking level* (*tidak standard*) dengan posisi yang terbalik.

Fungsi rangkaian *video de-emphasis* dan *pre-amplifier* adalah untuk mengembalikan karakteristik sinyal *video composite* keluaran *tuner* ke karakteristik standard yaitu sinyal *sync* terletak dibawah *blanking level* dan sinyal *video* diatas *blanking level*.

Sinyal *base-band* keluaran *tuner* dihubungkan ke *splitter* yang terletak pada rangkaian *video de-*

2. Untuk rangkaian *Audio Demodulator* lewat R_{12} .

Pada setiap pemancar televisi dilakukan *dynamic range compression* dengan menggunakan rangkaian *pre-emphasis* yang mengakibatkan timbulnya *high level* dan *high frequency spectral components* pada sinyal yang dikirimkan. Untuk mengatasi hal tersebut, pada bagian penerima diperlukan rangkaian *de-emphasis* yang mempunyai karakteristik komplementer dari pada karakteristik *pre-emphasis* pada pemancar, sehingga akibat yang ditimbulkan oleh rangkaian *pre-emphasis* dapat dihilangkan pada bagian



emphasis dan *pre-amplifier*, ditunjukkan pada Gambar 3.

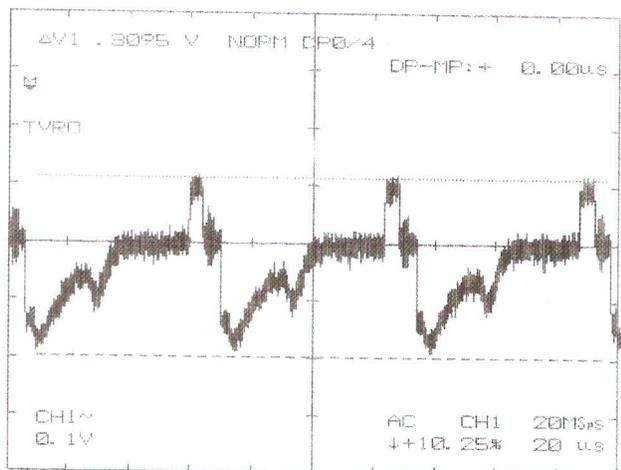
Sinyal *base-band* dari *Tuner SF916* dihubungkan ke *video de-emphasis* dan *pre-amplifier* lewat konektor *SMB* (J3). Sinyal *base-band* diteruskan ke *splitter* yang dibentuk oleh C_{12} , R_8 , R_9 , transistor Q_4 , R_{10} yang juga berfungsi sebagai *emitter follower* [2,3]. Sebagai *Splitter*, keluaran *emitter follower* dibagi 2 yaitu :

1. Untuk rangkaian *Video Demodulator* lewat R_{11} .

penerima.

Rangkaian *Video De-emphasis* terdiri atas L_1 , R_{13} , R_{14} , R_{15} , C_{16} , C_{17} dan potentiometer VR_3 sebagai filter dengan karakteristik komplementer dari karakteristik *pre-emphasis*. Rangkaian *video de-emphasis* dirancang untuk menghilangkan *high frequency spectral*. Dengan hilangnya *high frequency spectral* yang berarti derau diturunkan, mengakibatkan *Signal to Noise Ratio (S/N)* naik.

Keluaran rangkaian *video de-emphasis* ditunjukkan pada Gambar 4.



Gambar 4 : Hasil Pengukuran Keluaran Rangkaian De-Emphasis.

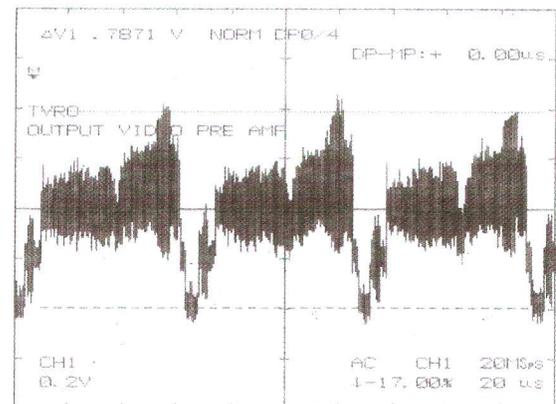
Dengan membandingkan Gambar 4 dan Gambar 2 : *signal to noise ratio (S/N)* setelah melewati rangkaian *de-emphasis* yang tampak pada Gambar 4 lebih tinggi dibandingkan dengan *signal to noise ratio (S/N)* sebelum rangkaian *de-emphasis* seperti tampak pada Gambar 2, tetapi karakteristik sinyal *video composite* pada Gambar 4, masih terbalik : *Sync* terletak diatas *blanking level* dan sinyal *Video* terletak dibawah *blanking level*.

3. Hasil dan Pembahasan

Keluaran rangkaian *video de-emphasis* yang tampak pada Gambar 4, dihubungkan ke rangkaian *pre-amplifier* yaitu pada pin-1 IC U_5 (LM733).

Perancangan rangkaian *Pre-Amplifier* terdiri atas IC U_5 yang dilengkapi R_{19} , R_{20} , R_{21} , C_{23} dan C_{24} untuk menentukan tegangan DC pada pin-1, pin-10 dan pin-14. Pengaturan tegangan DC tersebut berfungsi membalik *signal video composite* agar memenuhi karakteristik standard, yaitu *sync* terletak dibawah *blanking level* dan *video* terletak diatas *blanking level*. Potentiometer VR_4 antara pin-3 dan pin-12 berfungsi untuk mengatur penguatan. Keluaran *Pre-amplifier* pada pin-8 IC U_5 lewat R_{22} dihubungkan ke *emitter follower* yaitu

transistor Q_5 dan R_{24} . Keluaran *emitter follower* yang diambil lewat R_{27} , C_{27} dan R_{30} ditunjukkan pada Gambar 5, adalah keluaran rangkaian *pre-amplifier*.



Gambar 5 : Hasil Pengukuran Keluaran Rangkaian Pre-Amplifier.

Pada Gambar 5, tampak keluaran *pre-amplifier* sudah memiliki karakteristik sinyal *video composite*, yaitu *sync* terletak dibawah *blanking level* dan *video* terletak diatas *blanking level*. Keluaran rangkaian *pre-amplifier* akan dihubungkan ke : rangkaian *filter 5,5 MHz* dan *sync separator* yang merupakan bagian dari *video processor*. Rangkaian *video processor* akan memperbaiki sinyal *video composite* keluaran *pre-amplifier*.

Sebelum dihubungkan ke rangkaian *filter 5,5 MHz* dan *syn-separator*; sinyal *video composite* dilewatkan *emitter follower* transistor Q_5 . *emitter follower* tersebut berfungsi sebagai *buffer* sehingga keluarannya mempunyai impedansi output (Z_o) yang besar. Dengan impedansi output yang besar, rangkaian elektronika berikutnya tidak terbebani.

Keluaran rangkaian *pre-amplifier* yang tampak pada Gambar 5, akan diperbaiki oleh rangkaian *video processor* sehingga mempunyai spesifikasi sinyal *video composite* yang memenuhi

spesifikasi standard sinyal video untuk masukan perangkat pemancar televisi.

4. Kesimpulan

Penelitian dan pengembangan *Video De-emphasis* dan *Pre-Amplifier* menghasilkan rangkaian elektronika yang dapat memisahkan sinyal video dari sinyal base-band yang berasal dari Pemancar Televisi yang menyebarluaskan siarannya lewat sistim transmisi satelit.

Video de-emphasis dan *pre-amplifier* dirancang dengan memanfaatkan komponen-komponen elektronika yang terdapat di pasaran dalam negeri.

Hasil penelitian dan pengembangan ini dapat mengurangi ketergantungan akan rangkaian *video de-emphasis* dan *pre-amplifier* yang berasal dari Luar Negeri, sehingga apabila stasiun relay televisi membutuhkan sinyal masukan video untuk dipancarkan kembali, dapat dipenuhi dengan memanfaatkan hasil penelitian ini.

Ucapan Terima Kasih

Lewat tulisan ini penulis mengucapkan terima kasih kepada LIPI dan PPET-LIPI yang telah membiayai dan memberikan fasilitas pada penelitian dan pengembangan ini melalui Program Tematik sub Program Perekayasaan Peralatan.

5. Daftar Pustaka

1. Frank Baylin, "Digital Satellite Television 5th Edition", *Baylin Publisher*, 1997.
2. John Markus, "Source of Electronic Circuits", *McGrawHill*, 1968, Published by Original from the University of Michigan Digitized, Dec 18, 2006
3. Joseph J. Carr, "Secrets of RF Circuit Design", *Mc. Graw Hill*, 2000.
4. Jerry C. Whitacker, "The Resource Handbook of Electronics", *CRC Press*, 2001.
5. John Mc. Cormac, "World Satelite TV and Scrambling Method 3rd Edition", *Mc. Graw Hill*, 1993.
6. Michael Robin and Micher Poulin, "Digital Television Fundamentals 2nd Edition", *Mc. Graw Hill*, 2000.

Pemampat Ucapan Untuk Transkoder 8 Kbps

^{1,2}Armein Z. R. Langi

¹Sekolah Teknik Elektro dan Informatika, dan

²Pusat Penelitian Teknologi Informasi dan Komunikasi
Insitut Teknologi Bandung, Jalan Ganeca 10, Bandung

Abstract

The objective of this research is to study suitability of two speech compressions algorithms (i) multiplulse maximum likelihood quantization (MP-MLQ) and (ii) algebraic code excited linear prediction (ACELP) for 8 kbps transcoders. Both algorithms are suitable for the transcoders because they operate at bit rates of 5.3 kbit/s and 6.3 kbit/s, respectively. The research shows the delay duration does not exceed 67.ms. To study speech quality, both algorithms have been implemented in C. Using standard data samples from ITU-T and DoD, both algorithms achiever SNR of 11.52 dB and 12.72 dB, respectively.

Keywords: *transcoder; MP-MLQ; ACELP.*

Abstrak

Tujuan penelitian ini untuk menstudikan kesesuaian dan kelayakan pemampat ucapan multipulse maximum likelihood quantization (MP-MLQ) dan algebraic code excited linear prediction (ACELP) untuk transkoder 8 kbps. Kedua pemampat ini sesuai untuk transkoder karena masing-masing bekerja pada laju bit 5.3 kbit/s dan 6.3 kbit/s. Riset ini memperlihatkan bahwa waktu tunda dapat ditekan tidak melebihi 67.5 ms. Untuk pengujian kualitas ucapan, kedua pemampat ini diimplementasikan dalam bahasa C. Untuk sample data standar ITU-T dan DoD, kedua pemampat ini mampu menghasilkan SNR masing-masing 11.52 dB dan 12.72 dB.

Kata Kunci: *transkoder; DSP; MP-MLQ; ACELP.*

1. Pendahuluan

Sistem suara digital yang efisien adalah esensial untuk memungkinkan komunikasi digital, seperti komunikasi suara melalui protokol Internet (*voice over Internet protocol*, VoIP). Sinyal suara digital dengan kualitas yang memadai untuk telepon (yakni ucapan jelas dan warna suara terpelihara) biasanya diperoleh melalui pengkodean *pulse code modulation* (PCM) yang menuntut kapasitas 64 kbit/s. Keterbatasan kemampuan saluran untuk mengirimkan data adalah akibat adanya derau dalam saluran. Pada kasus khusus saluran tanpa memori, ber pita-lebar

terbatas (W), dan memiliki derau aditif, white, dan berdistribusi Gaussian (*additive white Gaussian noise*, AWGN), suatu saluran telepon dengan $S/N = 30$ dB hanya sanggup melalukan bit digital pada laju bit sekitar 30 kbit/s (Jayant & Noll, 1984).

Keterbatasan saluran ini menuntut penggunaan *transkoder*. Transkoder adalah devais yang bisa mengubah ucapan PCM 64 kbit/s untuk mencapai laju bit yang lebih rendah (misalnya 5.3 kbit/s atau 6.3 kbit/s) dan sebaliknya secara transparan. Pada prinsipnya traskoder ini terdiri dari dua bagian, *enkoder* dan *dekoder*. Enkoder berfungsi mengubah masukan sinyal ucapan digital

PCM dengan laju bit yang boros (64 kbit/s 128 kbit/s) menjadi luaran bitstream yang memiliki laju bit yang jauh lebih hemat (misalnya 5.3 atau 6.3 kbit/s). Bitstream ini dapat disimpan pada media penyimpan atau dikirim pada saluran komunikasi yang memiliki keterbatasan kapasitas. Namun bitstream ini tidak bisa langsung dibunyikan oleh alat rekonstruksi bunyi seperti *soundcard* dan *speaker*. Untuk itu diperlukan dekoder. Dekoder berfungsi kebalikan dari enkoder, yaitu menggunakan masukan bitstream untuk merekonstruksikan menjadi luaran sinyal ucapan digital PCM kembali. Jadi bila pemampat ucapan digunakan pada suatu sistem transmisi ucapan, enkoder diperlukan pada pengirim sedangkan dekoder diperlukan pada penerima. Pada prakteknya, percakapan berlangsung secara interaktif, sehingga kedua belah pihak yang berkomunikasi perlu memiliki enkoder dan dekoder.

Keberhasilan pengembangan suatu transkoder dapat diukur dari pencapaian tiga aspek dasar kinerja: *laju bit*, *kualitas ucapan*, dan *delay*. Sebagaimana yang disebut di atas, *laju bit* adalah jumlah bit yang digunakan per satuan waktu untuk merepresentasikan ucapan. Semakin rendah laju bit semakin baik pemampat tersebut karena semakin sedikit tuntutan sumber (*resources*) untuk penyimpanan maupun transmisi data ucapan.

Aspek *kualitas ucapan* menjadi penting karena biasanya semakin rendah laju bit semakin rendah pula kualitas ucapan. *Kedekatan gelombang ucapan* adalah cara tidak langsung untuk mengukur kedekatan bunyi ucapan. Dengan membandingkan gelombang asli dengan gelombang hasil sistem pemampatan, sebuah nilai *signalto noise ratio* (SNR) dapat diukur. Untuk pemampat dengan laju bit rendah, SNR yang baik biasanya di atas 10 dB.

Aspek *waktu tunda algoritmik* (*algorithmic delay*) adalah *durasi waktu* yang diperlukan dari sebuah bagian dari sinyal ucapan asal untuk tiba ke tujuan (pendengar). Teknik pengkompensasi

pantulan pada sistem telepon publik didasarkan pada perhitungan delay perambatan ucapan yang lebih kecil 100 ms. Bila delay melebihi 100 ms, rangkaian ini tidak dapat berfungsi dengan baik, mengakibatkan kegagalan komunikasi melalui jaringan public.

Masalah dalam riset ini adalah bagaimana mencapai laju-bit, kualitas, kompleksitas, dan waktu tunda yang diinginkan seperti diperlihatkan pada Tabel 1. Kesulitan utama pencapaian kinerja yang baik adalah karena pada dasarnya ketiga unsur kinerja ini memiliki tuntutan yang saling bertolak belakang. Penurunan laju-bit ternyata berdampak pada peningkatan distorsi. Bila laju-bit dan distorsi hendak diturunkan, maka pada umumnya waktu tunda meningkat. Dengan demikian keberhasilan desain transkoder terletak pada kemampuan untuk menaikkan kinerja pada ketiga aspek tersebut secara simultan dan optimal. Target ini mencerminkan keinginan untuk memperoleh pemampat yang (1) berlaju bit sesuai untuk saluran kapasitas rendah seperti seluler, seluler mikro, maupun saluran anti sadap, (8bit/s) (2) berkualitas layak untuk percakapan public (SNR > 10 dB), dan (3) memiliki waktu tunda yang dapat diterima oleh jaringan komunikasi public (<100 ms).

Tabel 1: Target kinerja penelitian.

	Aspek Kinerja	Target Kinerja
1.	Laju bit	≤ 8 kbit/s
2.	Kualitas SNR	> 10 dB
3.	Waktu Tunda	< 100 ms

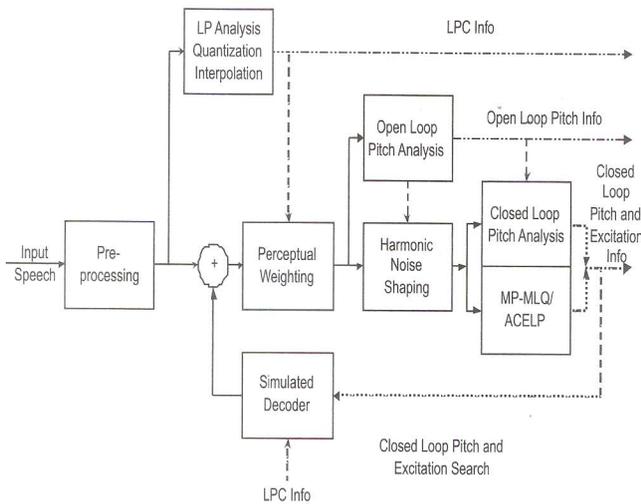
Isi makalah ini sebagai berikut. Setelah menjelaskan permasalahan, di Bagian 1, maka makalah ini menjelaskan bagaimana transkoder ini mencapai kinerja optimal yang diinginkan. Bagian 2 menjelaskan pemampat ucapan G.723.1 yang sanggup mencapai laju bit 5.3 kbit/s dan 6.3 kbit/s dengan kualitas ucapan yang tinggi. Bagian 3 menjelaskan analisa waktu tunda (delay) dari

transkoder. Bagian 4 memperlihatkan kinerja transkoder yang dihasilkan. Kesimpulan dan saran disampaikan pada Bagian 5.

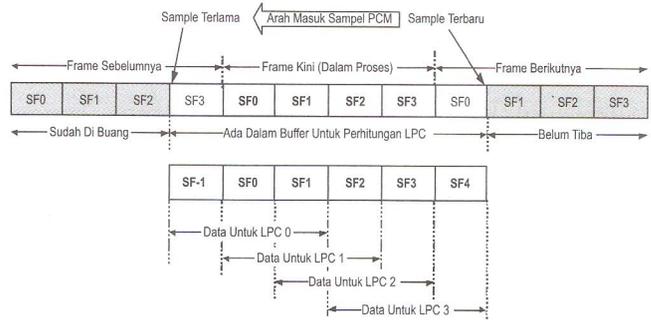
2. Reduksi Laju Bit pada Kualitas Yang Tinggi

2.1. Enkoder

Sebagaimana di perlihatkan pada Gambar 1, cara enkoder menurunkan laju bit sambil berusaha menjaga kualitas ucapan adalah dengan mengekstraksi empat informasi utama yaitu frekuensi resonansi (*formant*), nada (*pitch*), volume (*loudness*), dan eksitasi (residu). Enkoder menerima sinyal masukan 8000 sampel PCM setiap detik. Enkoder ini adalah enkoder jenis blok, yaitu enkoder menampung dahulu 240 sampel sebagai satu blok (atau satu *frame*), baru kemudian diproses untuk menghasilkan 158 bit atau 189 bit (lihat Tabel 2), masing-masing untuk 5.3 kbit/s dan 6.3 kbit/s. Proses ini dilakukan berulang-ulang frame demi frame untuk setiap sampel ucapan yang masuk (lihat Gambar 2).



Gambar 1 : Enkoder pemampatan ucapan konseptual. Enkoder memperoleh informasi LPC secara openloop, dan pitch-eksitasi secara closed loop.



Gambar 2 : Satu frame dibagi ke dalam empat subframe 60 sampel PCM sesuai urutan kedatangan sampel

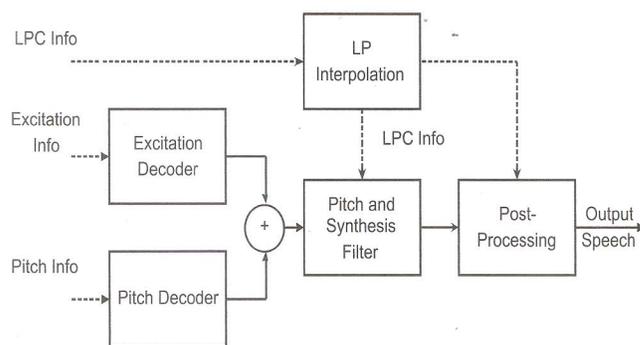
Tabel 2: Daftar informasi yang dikirim dalam bitstream untuk setiap frame 240 sampel PCM.

Infor-masi	Kode	Deskripsi	Bit un-tuk 6.3 kbit/s	Bit un-tuk 5.3 kbit/s
Formant	LPC	LSP VQ index	24	24
Nada / Pitch	ACL0	Adaptive	7	7
	ACL1	Differential	2	2
	ACL2	Adaptive	7	7
	ACL3	Differential Adaptive CodeBook Lag	2	2
Volume / Loud-ness	GAIN	Combination of	12	12
	GAIN	Combination of	12	12
	GAIN	Combination of	12	12
	GAIN 3	Combination of adaptive and fixed gains	12	12
Eksitasi / Residu	POS0	Pulse positions	20 *)	12
	POS1	Pulse positions	18 *)	12
	POS2	Pulse positions	20 *)	12
	POS3	Pulse positions	18 *)	12
	PSIG0	Pulse sign index	6	4
	PSIG1	Pulse sign index	5	4
	PSIG2	Pulse sign index	6	4
	PSIG3	Pulse sign index	5	4
	GRID	Grid index	1	1
	GRID	Grid index	1	1
	GRID	Grid index	1	1
	GRID 3	Grid index	1	1
	Total			189 *)

*) -4 MSB dari empat indeks posisi ini seharusnya membutuhkan 16 bit. Namun MSB-MSB ini digabung untuk membentuk sebuah indeks MSBPOS sebanyak 13-bit sehingga menghemat 3 bit. Dengan demikian total bit bukan 192 tetapi 189.

2.2 Dekoder

Mendapatkan hasil pemampatan berupa bitstream yang sangat kompak tentu sangat menguntungkan. Tetapi pada akhirnya, pendengar butuh membangkitkan kembali bunyi dari bitstream tersebut. Ini adalah tugas dekoder. Gambar 3 memperlihatkan dekoder, yang jauh lebih sederhana daripada enkoder. Mula-mula semua bit yang dikemas secara tersebar dalam bitstream harus dikumpulkan kembali pada tempat masing-masing: informasi LPC, nada, volume, dan eksitasi. Sinyal eksitasi dan pitch dijumlahkan dan diterapkan pada filter pitch. Pitch filter ini memanfaatkan semua informasi pitch pada SF0 s/d SF3 sehingga transisi pitch dari satu subframe ke subframe berikutnya menjadi lebih mulus. Informasi LPC digunakan untuk membangkitkan filter sintesis LPC. Mengingat informasi LPC hanya ada untuk SF3, maka proses interpolasi dilakukan untuk membentuk filter sintesis LPC pada subframe yang lain. Hasil filter sintesis LPC ini dilakukan pada sebuah filter post processing yang selain memperbaiki kualitas suara, tetapi juga untuk mengatur volume (*loudness*) dari ucapan.



Gambar 3 : Dekoder pemampatan ucapan konseptual. Dekoder merekonstruksi sinyal ucapan dengan cara memfilter sinyal eksitasi dan pitch. Dekoder menginterpolasi informasi LPC agar diperoleh sinyal yang mulus. Postprocessing mengatur penguatan sinyal.

3. Analisa Karakteristik Waktu Tunda (Delay)

Dari pembahasan di atas, kita dapat memperkirakan besarnya waktu tunda (*delay*) yang akan dialami oleh ucapan sebelum bisa dibunyikan ulang. Asumsi sebuah prosesor Digital Signal Processing (DSP) dapat memproses encoder dan decoder maksimal 30 ms. Asumsi pemroses encoder cukup cepat sehingga waktu yang diperlukan untuk menghasilkan bitstream adalah 80% dari 30 ms. Demikian pula, dekoder membutuhkan waktu 20% dari 30 ms. Besar waktu tunda ini bervariasi bergantung algoritma cepat yang diinovasi, keterampilan enjinir mengkode, dan teknologi prosesor DSP yang dipilih.

Tabel 3 : Analisa waktu tunda pemampat.

Sumber Delay	Delay (ms)	Keterangan
Buffering PCM	30.0	Empat subframe
Buffering Look Ahead	7.5	Look ahead subframe
Pemrosesan enkoder	24.0	Asumsi prosesor DSP mampu memproses selama 80% realtime 30 ms
Pemrosesan dekoder	6.0	Asumsi prosesor DSP mampu memproses selama 20% realtime 30 ms
Total delay pemampat	67.5	

Dari Tabel 3, diperkirakan waktu tunda berkisar 67.5 ms menggunakan implementasi DSP tersebut. Encoder membutuhkan 30 ms untuk membuffer 240 sampel dan 7.5 ms untuk membuffer subframe *look-ahead*. Hal ini tidak bisa ditekan karena sudah merupakan standar akibat teknik pemampatan yang dipakai. Waktu

tunda lain datang dari waktu yang diperlukan untuk memproses sampel yang sudah terkumpul itu menjadi bitstream, dan kemudian membunyikan kembali bitstream tersebut. Total waktu tunda pemampat adalah sebesar 67.5 ms.

4 Ujicoba dan Kinerja Algoritma

4.1 Implementasi Algoritma Pemrograman C/C++

Dalam riset ini, algoritma enkoder dan dekoder di atas diimplementasi ke dalam bahasa C. Program pemampat ucapan dalam bahasa C bisa disimulasikan ketepatannya menggunakan program seperti Visual C++, dan kemudian program seperti *Code Composer Studio* (CCS). Dengan CCS, kode bahasa C dapat langsung diubah menjadi kode DSP dan di jalankan pada prosesor DSP. Hal ini sangat membantu mempercepat proses implementasi. Hasilnya digunakan untuk mengkompres berbagai sample data untuk pengukuran kualitas ucapan.

4.2. Test Kualitas

Kinerja transkoder hasil implementasi diukur dalam sebuah uji coba. Untuk melakukan test kualitas pengujian perlu dilakukan pada file test samples. Untuk itu langkah langkah yang dilakukan adalah:

1. Siapkan file test. Dipilih dua file standar TEST.INP dan DAM9.INP (lihat Tabel 4).
2. Siapkan enkoder dan dekoder untuk memampat dan merekonstruksi file test.
3. Set enkoder dan decoder pada: Postfilter enabled, Highpassfilter enabled, VAD/CNG disabled.
4. Set enkoder pada 5.3 kbit/s, dan pampatkan TEST.INP menjadi TEST53.STR, dan DAM9.INP menjadi DAM9_53.STR.
5. Set enkoder pada 6.3 kbit/s, dan pampatkan TEST.INP menjadi TEST63.STR, dan DAM9.INP menjadi DAM9_63.STR.
6. Set dekoder pada 5.3 kbit/s, dan rekonstruksi

TEST53. STR menjadi TEST53.OUT, dan DAM9_53.STR menjadi DAM9_53.OUT.

7. Set enkoder pada 6.3 kbit/s, dan rekonstruksi TEST63. STR menjadi TEST63.OUT, dan DAM9_63.STR menjadi DAM9_63.OUT.
8. Verifikasi ukuran bit file *.STR.
9. Cek kualitas dan hitung SNR sinyal hasil rekonstruksi.

Test Samples yang digunakan ada dua. Yang pertama adalah kalimat pria berbahasa Perancis yang merupakan sample test dari ITU-T untuk G.729. Durasi sample 1.76 detik. Test file yang lain adalah kalimat test bersajak berbahasa Inggris yang diucapkan seorang pria dan seorang wanita. File ttest ini digunakan oleh Department of Defence US. Durasi file adalah 21.48 detik.

Tabel 4 : Test sample standar terdiri dari dua file. Keduanya berformat Raw, 16 bit, mono, 8000 KHz, signed 2's complement

File Test	Ukuran File (bytes)	Jumlah Frame	Durasi
TEST.INP: Kalimat Test Pria Berbahasa Perancis Dari ITU-T Untuk G.729	28,160	58	1.76 s
DAM9.INP: Kalimat test Rhyme Pria dan Wanita Berbahasa Inggris dari US DoD	343,808	716	21.48 s

4.2.1 Verifikasi Bit Rate

Bitrate yang diperoleh sesuai dengan seharusnya, sebagaimana terlihat pada Tabel 5. Pemampatan file asli yang pertama (28,160 bytes) menghasilkan dua file berukuran sangat hemat 1,160 bytes dan 1,392 bytes, masing masing untuk laju bit 5.3 kbit/s dan 6.3 kbit/s. Demikian pula, file

sampel kedua yang semula sebesar 343,808 bytes dengan pemampat ucapan ini ternyata bisa dihemat menjadi 14,320 bytes dan 17,184 bytes pula. Dengan demikian laju bit pemampat ini terverifikasi.

Laju bit serendah ini sangat menguntungkan. Tanpa pemampat ini, satu CDROM yang berkapasitas 720 Mbytes akan mampu menyimpan sinyal ucapan sepanjang 12.5 jam. Dengan pemampat ini maka CDROM yang sama sanggup menyimpan sinyal ucapan lebih dari sepuluh hari (254 jam) pada 6.3 kbit/s atau duabelas hari (302 jam) 5.3 kbit/s.

Tabel 5 : Ukuran file dari hasil pemampatan dan rekonstruksi. (Semua satuan dalam bytes)

Asli	Stream 1 5.3 kbit/s	Stream 2 6.3 kbit/s	Hasil 1	Hasil 2
28,160	1,160	1,392	27,840	27,840
343,808	14,320	17,184	343,680	343,680

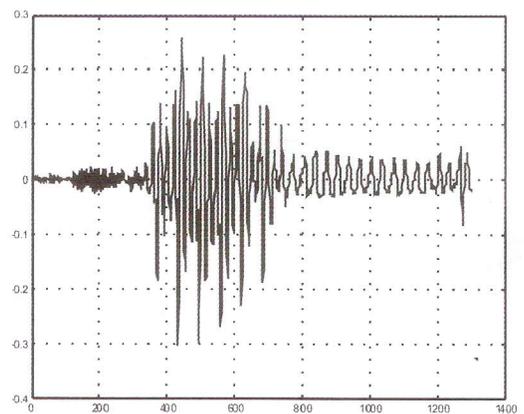
Demikian pula apabila kita mendownload sinyal ucapan ini melalui Internet lewat telepon, waktu download 1 menit dapat dihemat menjadi kurang dari 2.5 detik dengan 5.3 kbit/s dan kurang dari 3 detik dengan 6.3 kbit/s. Hal ini selain menghemat biaya pulsa, juga mengurangi ketidaknyamanan menunggu, serta membebaskan saluran Internet dari pembebanan berlebih.

4.2.2 Hasil Test Kualitas Ucapan

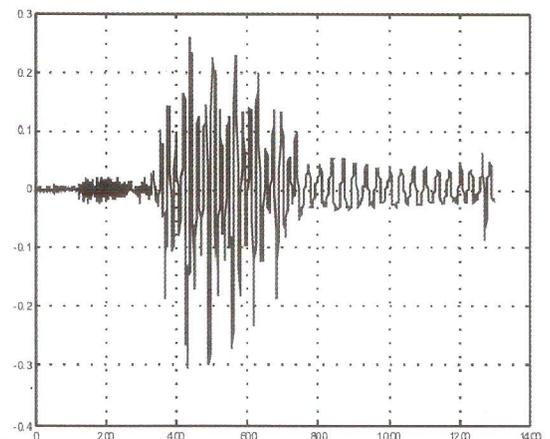
Seberapa baik kualitas ucapan yang dihasilkan? Pendengaran secara subjektif memperlihatkan bahwa bunyi hasil rekonstruksi tetap jelas dan bermutu baik. Hal ini dikonfirmasi dengan pengamatan visual dari bentuk gelombang. Gambar 4 memperlihatkan sepenggal gelombang sepanjang 1300 sampel yang diambil pada bagian awal dari file test yang pertama (TEST.INP). Pemampat ucapan berhasil

merekonstruksikannya dengan cukup tepat. Gelombang yang dihasilkan memiliki kemiripan bentuk, terutama pada amplitude yang tinggi (Gambar 7(b) dan (c)).

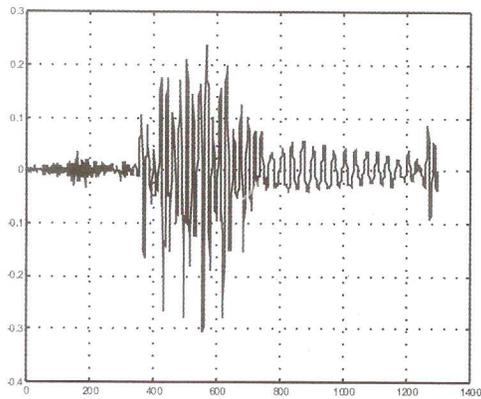
Cara lain yang lazim digunakan pada gelombang sinyal ucapan adalah memperhatikan spektrumnya. Gambar 5 adalah spektrum hasil estimasi dengan metoda Burg (dengan FFT 512 point) pada gelombang di atas (sampel 371-882). Terlihat ada empat frekuensi formant (yang menonjol). Masing-masing pemampat memiliki distorsi spektrum, seperti terlihat pada Gambar 5. Namun demikian frekuensi formant tetap dipelihara (puncak terjadi pada frekuensi yang sama).



(a) Ucapan asli

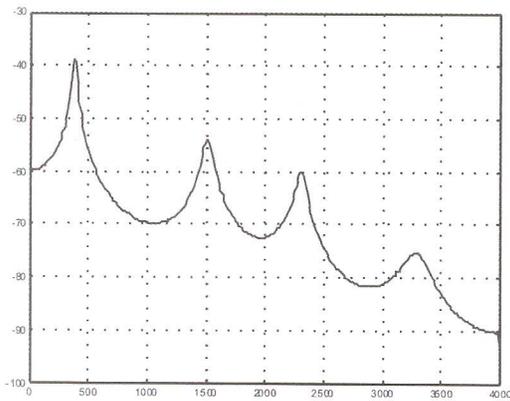


(b) rekonstruksi dari 5.3 kbit/s.

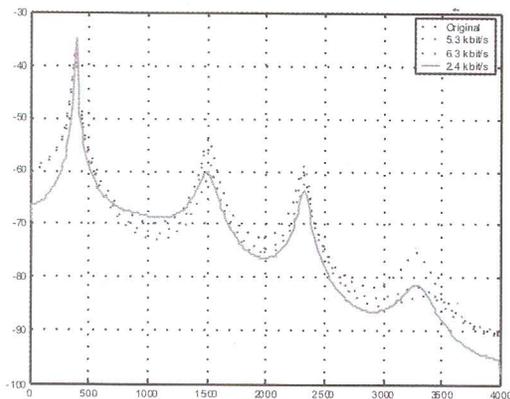


(c) rekonstruksi dari 6.3 kbit/s

Gambar 4 : Perbandingan bentuk gelombang.



(a) Spektrum ucapan asli.



(b) Spektrum hasil rekonstruksi.

Gambar 5 : Spektrum sinyal.

Dengan membandingkan file sample dengan hasil reproduksinya, kita dapat menghitung SNR.

Pemampat yang dibuat sanggup untuk mencapai SNR 11.52 dB dan 12.72 dB, masing masing untuk laju-bit 5.3 kbit/s dan 6.3 kbit/s (lihat Tabel 6). Dengan demikian kualitas ucapan yang dihasilkan cukup tinggi dan dapat digunakan pada aplikasi seperti *voice over IP*.

Tabel 6. Kualitas hasil rekonstruksi dan SNR (dB).

File Semula 128 kbit/s	Rekonst. 1 dari 5.3 kbit/s	Rekonst. 2 dari 6.3 kbit/s
TEST.INP	TEST53.OUT 11.30 dB	TEST63.OUT 12.30 dB
DAM9.INP	DAM9_53.OU T 11.73 dB	DAM9_63.OUT 13.14 dB
Rata-Rata	11.52 dB	12.72 dB

5. Kesimpulan

Pemampat ucapan A-CELP dan MP-LPQ layak dan sesuai untuk digunakan pada transkoder. Semua spesifikasi yang diinginkan dapat dipenuhi. Keberhasilan ini didukung oleh hasil-hasil dan kinerja transkoder ucapan yang dibuat sebagai berikut:

Faktor Pembuktian	Syarat	Pencapaian
Laju bit (kbit/s)	< 8 – 16	5.3 dan 6.3
Kualitas	≥ 10 dB	11.52 dan 12.72 dB
Waktu Tunda	< 100 ms	60.3 ms

Dengan demikian disimpulkan bahwa transkoder 8 kbps satu chip dapat diimplementasikan menggunakan pemampat ucapan A-CELP dan MP-LPQ.

Ucapan Terima Kasih

Riset ini didukung sebagian oleh Hibah Bersaing dan RUT VIII. Publikasi ini berisikan sebagian hasil riset Herry Sitepu dan Yoanes Bandung dalam supervisi penulis.

6. Daftar Pustaka

1. Berger, S., "Implement a single-chip multichannel VoIP DSP engine", *Electronic Design*, 101-106, (May 15, 2000).
 2. Campbell, J.P., Welch V.C., & Tremain T.E. "The proposed Federal Standard 1016 4800 bps voice coder", *CELP. Speech Technology*, 56-64, (April/May 1990).
 3. FIPS, "Specifications for the Analog to Digital Conversion of Voice by 2,400 Bit/Second Mixed Excitation Linear Prediction". Gaithersburg, MD: *Federal Information Processing Standards Publications* (1997).
 4. Langi, A., "Code excited linear predictive coding for high quality and low bit rate speech". University of Manitoba (M.Sc. Thesis) (1992).
 5. Jayant, N. S., & Noll, P., "Digital Coding of Waveforms". Englewoods Cliffs, NJ: *Prentice Hall*, (1984).
 6. McCree, A., dan Barnwell III, P. T. "A mixed excitation LPC vocoder model for low bit rate speech coding". *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, Vol. 3, No. 4, 242-250, (1995).
 7. TI. *TMS320C54x User's Guide*. Dallas, Texas: Texas Instruments (1995).
 8. Tremain, E.T., "The government standard Linear Predictive Coding algorithm": *LPC10, Speech Technology*, 40-49, (1982).
 9. ITU-T., *Recommendation G 723.1, Dual Rate Speech Coder for Multimedia Communications Transmitting at 5.3 and 6.3 kbit/s*, ITU-T, (1996)
-

Pembuatan Film Oksida Konduktif Transparan ZnO:Al Menggunakan Metoda *Screen Printing*

Erlyta Septa Rosa¹⁾, Shobih¹⁾, Hari Teja Lesmana²⁾

¹⁾Puslit. Elektronika dan Telekomunikasi LIPI
Kampus LIPI Gd. 20 Jl. Sangkuriang Bandung 40135
Telp/Fax. 022 250460/ 022- 2504659
Email : erlyta@ppet.lipi.go.id

²⁾Jurusan Pendidikan Fisika Fakultas Matematika dan Ilmu Pengetahuan Alam
Universitas Pendidikan Indonesia

Abstract

Transparent conducting oxide films of ZnO:Al was formed using screen printing technique. Paste of aluminum-doped ZnO was deposited by printing onto a glass substrate and then fired in conveyor furnace at 300°C, 400°C, 500°C dan 600°C, respectively. The morfology of the surface was investigated using SEM, while the electrical and optical properties were measured by means of four point probe and UV-Vis spectrophotometer. SEM photo shows that all the film samples were composed in granular particles. The film samples which applied fired at 500°C and 600°C having a high transmittance about 90% in visible range, with sheet resistivity around 0,89 to 1,39 Ω/□. The films can be used for transparent electrode in solar cells.

Keywords: *transparent conducting oxide, ZnO:Al, screen printing*

Abstrak

Film oksida konduktif transparan ZnO:Al telah berhasil dibuat dengan menggunakan teknik screen printing. Pasta ZnO yang didoping dengan Al dilapiskan dengan cara dicetak (printing) di atas substrat kaca dan dibakar (firing) di dalam tungku ban berjalan masing-masing pada temperatur 300°C, 400°C, 500°C dan 600°C. Morfologi permukaan film diamati menggunakan SEM, sedangkan pengujian sifat optik dan listrik dilakukan dengan menggunakan alat spektrofotometer UV-Vis dan four-point probe. Hasil pengamatan SEM memperlihatkan bahwa sampel film tersusun atas partikel-partikel yang berbentuk butiran/granular. Sampel film yang dibuat pada temperatur firing 500°C dan 600°C memiliki transmittansi cahaya yang tinggi di daerah sinar tampak, yaitu sekitar 90%, dengan sheet resistivity antara 0,89 - 1,39 Ω/□. Film tersebut memenuhi syarat untuk digunakan sebagai elektroda transparan sel surya.

Kata kunci : *oksida konduktif transparan, ZnO:Al, screen printing*

1. Pendahuluan

Elektroda transparan (*conductive transparent*) merupakan suatu lapisan film tipis yang bersifat konduktif yang dideposisikan di atas permukaan suatu substrat. Film tipis ini banyak digunakan pada flat panel displays (FPD), sel surya, devais elektrokromik, lampu electroluminescent, juga sebagai pelindung (*shielding*) interferensi radiasi elektromagnet dan frekuensi radio. Selain itu juga

dapat digunakan sebagai jendela penyimpan energi (*energi-saving windows*) karena mentransmisikan cahaya tampak dan memantulkan cahaya infra merah serta secara elektrik dapat menghilangkan embun pada kaca jendela [1,2].

Dalam aplikasinya elektroda transparan harus memenuhi tiga jenis kriteria utama, yaitu bersifat transparan, konduktif, dan mempunyai ketahanan fisik dan mekanik yang baik. Material yang dapat

memenuhi ketiga kriteria tersebut antara lain adalah *indium tin oxide* (ITO), *tin oxide doped with fluorine* (FTO), dan *zinc oxide doped with aluminum* (AZO) [1,2]. Saat ini, *indium tin oxide* (ITO) merupakan material oksida konduktif transparan (*transparent conductive oxide*) yang umum dipakai. Hal tersebut dikarenakan ITO memiliki transmitansi yang tinggi (~90 %) pada daerah sinar tampak (*visible*) dan memiliki resistivitas listrik yang rendah yaitu sekitar $(1-5) \times 10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$ [3]. Akan tetapi indium merupakan unsur yang relatif langka sehingga harganya mahal. Selain itu, merupakan material yang beracun dan tidak stabil [3].

Material AZO mempunyai kelebihan dibandingkan dengan material ITO, antara lain lebih fleksibel, lebih mudah dietsa, dan harganya juga relatif murah. Disamping itu film AZO mempunyai transmisi yang tinggi di daerah infra merah sampai pada ketebalan 12 m sedangkan ITO hanya 2 m [4].

Mengingat kelebihan ZnO:Al dibanding ITO, maka sifat-sifat fisis oksida konduktif transparan ZnO:Al sangat menarik untuk diteliti. Sifat fisis oksida konduktif transparan ZnO:Al bergantung kepada morfologi kristal, ukuran kristal, kandungan impuritas atau dopan dan keberadaan cacat struktural [5]. Oleh karena itu, teknik pembuatan mempunyai peranan yang sangat signifikan dalam menentukan sifat-sifat fisis film.

Teknik deposisi secara fisika seperti *sputtering*, *electron beam evaporation* (EBE), *pulsed laser deposition* (PLD), dan *evaporasi*, memiliki kelemahan yaitu luas daerah deposisi kecil, membutuhkan instrumen yang canggih, biaya operasi yang tinggi, dan sebelum deposisi sistem harus selalu bersih [6]. Teknik deposisi secara kimia seperti *chemical vapor deposition* (CVD) dilaporkan tidak memadai untuk produksi film secara besar-besaran karena membutuhkan peralatan *vacuum* tambahan [7].

Pada penelitian ini dikaji pengaruh temperatur pemanasan (*firing*) terhadap morfologi permukaan, sifat listrik dan optik oksida konduktif transparan ZnO:Al yang dibuat dengan menggunakan teknik *screen printing*. Kelebihan teknik *screen printing* yaitu prosesnya mudah, dapat diotomatisasikan dengan biaya investasi yang rendah sehingga dari segi ekonomi lebih menguntungkan dan banyak digunakan secara luas dalam industri [8,9].

2. Tinjauan Pustaka

ZnO merupakan material semikonduktor tipe-n dengan lebar pita energi (*bandgap*) 3,3 - 3,7 eV, mempunyai karakteristik transmitansi yang tinggi, konduktivitas elektrik yang baik, sifat adhesi dan kekerasan yang baik, serta mempunyai kestabilan kimia dan mekanik yang baik [10,11]. Material ini banyak digunakan dalam berbagai aplikasi, antara lain sensor gas, varistor, *devis surface acoustic wave* (SAW), elektroda transparan, *devices light emitting* (LED), katalis dan lainnya [12].

2.1. Sifat Optik ZnO

Seng oksida adalah material semikonduktor bertipe lebar pita energi langsung (*direct bandgap*). Nilai lebar pita energi untuk ZnO monokristal adalah antara 3,1 - 3,3 eV pada temperatur ruangan dan 3,44 eV pada temperatur 4 °K [1]. Lebar pita energi untuk film ZnO polikristal mendekati nilai 3,28 - 3,30 eV [1]. Karena memiliki lebar pita energi yang tinggi maka ZnO transparan dalam daerah spektrum sinar tampak. Kristal ZnO murni transparan untuk panjang gelombang 400 nm sampai setidaknya-tidaknya 2000 nm [1]. Indeks biasnya untuk sampel film adalah antara 1,93 sampai 2,0 [1].

2.2. Sifat Listrik ZnO

Disamping secara alamiah menjadi semikonduktor tipe-n, sifat konduksi tipe-n ZnO juga bisa dikontrol dengan dua metode

pendopingan yaitu: pertama menciptakan donor intrinsik dengan cacat kisi (*lattice defect*), seperti Zn interstisial, dan kedua menggunakan dopan ekstrinsik [1]. Film yang didoping dengan metode pertama memiliki sifat listrik yang tidak stabil dikarenakan film yang kekurangan oksigen mengalami reoksidasi [1].

Doping ekstrinsik pada ZnO diperoleh dari doping yang cocok baik dengan cara substitusi kation atau anion. Film ZnO yang didoping secara ekstrinsik memiliki sifat listrik dan optik yang stabil. Tipikal dopan yang telah digunakan untuk meningkatkan konduktivitas ZnO adalah atom-atom trivalen seperti unsur-unsur golongan III A (Al, In, Ga) melalui substitusi kation. Alumunium adalah salah satu dopan yang paling dikenal dikarenakan sangat mudah bergabung dan menghasilkan resistivitas yang rendah. Film ZnO yang didoping secara ekstrinsik resistivitas minimumnya dapat mencapai $1,4 \times 10^{-4} \Omega\text{cm}$ [3], dan mobilitas elektron $44 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ [1]. Konsentrasi pembawa paling tinggi yang pernah dicapai $1,5 \times 10^{21} \text{ cm}^{-3}$ [1].

a Teknik Pembuatan Film ZnO

Film ZnO dapat dibuat dari *precursor* seng asetat dihidrat, seng asetilaseton, seng klorida, dan seng nitrat, dengan menggunakan teknik *spin coating*, *dipping*, *spray pyrolysis*, maupun *electrodeposition* [13,17]. Pembuatan lapisan ZnO maupun ZnO yang didoping dengan alumunium (AZO) menggunakan teknik *screen printing* telah dikembangkan oleh beberapa peneliti untuk berbagai aplikasi [18-20].

3. Metoda Penelitian

3.1. Pembuatan Larutan Koloid ZnO:Al

Seng asetat dihidrat (ZnAc) dilarutkan ke dalam campuran etanol absolut dan dietilene glikol (DEG) dengan perbandingan volume 3 : 1. Alumunium nitrat nonahidrat ($\text{Al}(\text{NO}_3)_3 \cdot 9\text{H}_2\text{O}$)

ditambahkan ke dalam larutan ZnAc sebagai sumber doping Al dengan perbandingan atomik $\text{Al}/\text{Zn} = 1,0 \times 10^{-2}$. Larutan ZnAc diaduk dan dipanaskan dengan menggunakan *magnetic stirer* hingga mencapai suhu 150°C dengan laju pemanasan 15°C per menit. Larutan dijaga pada suhu 150°C sambil terus diaduk selama 15 menit. Setelah itu pengadukan dihentikan dan larutan ZnAc dipanaskan pada suhu 200°C , 250°C dan 300°C masing-masing selama 15 menit. sampai terbentuk suspensi koloidal ZnO:Al.

Untuk menguji struktur kristal maka dilakukan ekstraksi untuk mendapatkan partikel ZnO:Al. Larutan koloidal didiamkan selama 24 jam agar partikel ZnO:Al mengendap, kemudian partikel dipisahkan, dicuci, dikeringkan dan digerus sehingga diperoleh partikel berwarna putih. Partikel tersebut kemudian dikarakterisasi dengan XRD Philips analytical PW1710 based dengan radiasi $\text{Cu } K\alpha$ ($\lambda = 1.54056 \text{ \AA}$).

3.2. Pembuatan Pasta ZnO:Al

Kedalam larutan koloid ZnO:Al ditambahkan ZnCl dan etil selulosa yang berfungsi sebagai binder dengan perbandingan massa 2 : 5 : 15. Larutan diaduk dan dipanaskan sampai mengental. Kemudian disaring dan dimasukkan ke dalam wadah yang tertutup dan disimpan di dalam lemari es.

3.3 Proses Screen Printing Pasta ZnO:Al

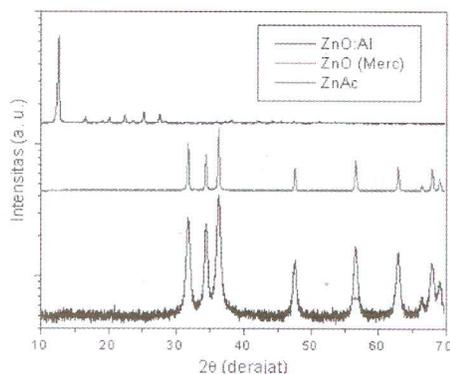
Pada penelitian ini substrat yang digunakan adalah kaca preparat yang sebelumnya telah dicuci menggunakan DI H_2O dan digetarkan dalam isopropil alkohol (IPA) menggunakan *ultrasonic cleaner* selama 10 menit. Pasta ZnO:Al dilapiskan dengan cara dicetak dengan menggunakan screen 400 mesh (*screen printing*) di atas substrat kaca dan dipanaskan (*firing*) di dalam tungku ban berjalan masing-masing pada temperatur 300°C , 400°C , 500°C dan 600°C . Morfologi permukaan film

diamati dengan menggunakan SEM, sedangkan pengujian sifat optik (transmitansi) dan sifat listrik (sheet resistivity) masing-masing dilakukan dengan menggunakan alat spektrofotometer UV-Vis dan four-point probe.

4. Hasil dan Pembahasan

4.1. Analisa Struktur Kristal

Gambar-1 memperlihatkan difraktogram XRD serbuk yang diekstraksi dari koloid ZnO:Al, ZnO murni (Merck) dan ZnAc. Puncak-puncak difraksi yang teramati mengindikasikan bahwa ZnO:Al memiliki pola difraksi yang sama dengan ZnO murni. Alumunium yang didopirkan ke dalam ZnO ternyata tidak dapat teramati pada difraktogram ZnO:Al. Hal tersebut disebabkan karena konsentrasi doping alumunium masih rendah (rasio Al/Zn $\leq 10^{-2}$).



Gambar 1: Difraksi sinar-X serbuk ZnO:Al, ZnO (Merck) dan ZnAc.

Dengan menggunakan metoda Scherrer dari difraktogram tersebut dapat ditentukan ukuran kristal serbuk ZnO:Al, hasilnya adalah 32 nm.

4.2. Analisa Morfologi Permukaan

Gambar-2 memperlihatkan morfologi permukaan film ZnO:Al yang diperoleh dari pemotretan SEM dengan perbesaran 10000X. Gambar tersebut menunjukkan karakter film ZnO:Al yang tersusun atas partikel berbentuk

butiran. Ukuran partikel semakin besar dengan semakin tingginya temperatur firing. Hal ini menunjukkan telah terjadinya pertumbuhan butir.

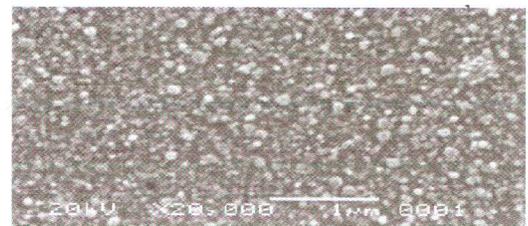
Schmidt dkk. [13] melaporkan bahwa film ZnO:Al dapat memiliki morfologi permukaan yang beragam. Selain memiliki permukaan yang halus, permukaan bertekstur, film ZnO juga dapat memiliki permukaan kasar berupa struktur kristal *granular* (butiran).



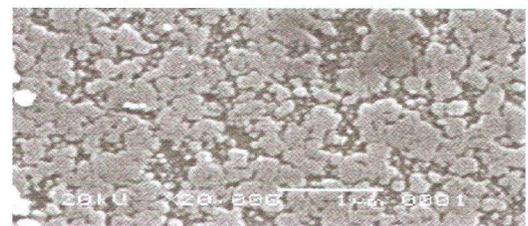
300°C



400°C



500°C

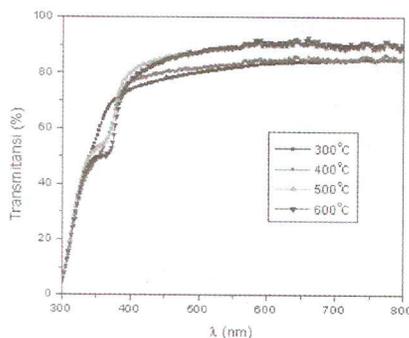


600°C

Gambar 2 : Foto SEM film oksida konduktif transparan ZnO:Al pada berbagai temperatur firing.

4.3. Analisa Sifat Optik

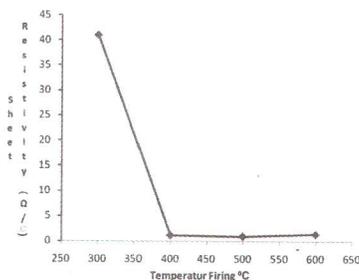
Gambar-3 memperlihatkan plot grafik transmisi terhadap panjang gelombang dari film oksida konduktif transparan ZnO:Al yang dibakar pada temperatur 300°C, 400°C, 500°C dan 600°C pada daerah sinar tampak, yaitu pada rentang panjang gelombang 400 nm 800 nm. Semua film ZnO:Al sangat transparan dengan transmisi antara 80-90%. Terlihat pula bahwa semakin tinggi temperatur *firing* terjadi sedikit peningkatan transmisi. Hal tersebut disebabkan oleh adanya proses densifikasi akibat terjadinya pertumbuhan butir, sehingga terjadi penurunan ketebalan film. Penurunan ketebalan film akan menyebabkan penurunan absorpsi cahaya, sehingga cahaya yang ditransmisikan meningkat.



Gambar 3 :Grafik transmisi terhadap λ

4.4. Analisa Sifat Listrik

Gambar-4 memperlihatkan grafik *sheet resistivity* film ZnO:Al sebagai fungsi dari temperatur *firing*. Film ZnOAl mengalami penurunan *sheet resistivity* dengan meningkatnya temperatur *firing*.



Gambar 4 : Pengaruh temperatur *firing* terhadap *sheet resistivity* film ZnO:Al.

Berdasarkan hasil karakterisasi sifat optik dan sifat listrik tersebut di atas, maka film oksida konduktif transparan ZnO:Al yang dibuat pada temperatur firing 500 dan 600 °C, memiliki transmisi cahaya yang tinggi yaitu sekitar 90% dan *sheet resistivity* yang rendah yaitu sekitar 0,89 1,39 ohm/□. Untuk aplikasi sel surya dibutuhkan elektroda transparan yang mempunyai transmisi optik tinggi (di atas 90%) dengan *sheet resistivity* di bawah 10Ω/□ [21,22]. Dengan demikian, film ZnO:Al yang dihasilkan dapat digunakan sebagai elektroda transparan sel surya.

5. Kesimpulan

Film oksida konduktif transparan ZnO:Al telah berhasil dibuat dengan teknik *screen printing* pada temperatur *firing* di atas 500 °C. Film yang dihasilkan memiliki morfologi permukaan butiran, bersifat transparan dengan transmisi sekitar 90% dan mempunyai *sheet resistivity* yang rendah yaitu sekitar 0,89 1,39 ohm/□. Dapat disimpulkan bahwa film ZnO:Al ini memenuhi syarat sebagai elektroda transparan sel surya.

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih kepada PPET-LIPI yang telah mendanai penelitian ini melalui program DIPA Tematik.

6. Daftar Pustaka

1. Hulya Demiryont, "Making thin films more transparent, more conductive", *SPIE Newsroom* 10.1117/2.1200608.0340. 2006
2. Young_Sang Cho, Gi-Ra Yi, Jeong-Jin Hong, Sung Hoon Jang, Seung-Man Yang, "Colloidal indium tin oxide nanoparticles for transparent and conductive films", *Thin Solid Films*, **515**, 1864-1871, 2006.
3. Song, Dengyuan "Zinc Oxide TCOs

- (Transparent Conductive Oxides) And Polycrystalline Silicon Thin-Films For Photovoltaic Applications”, Tesis Doktor pada University of New South Wales, 2005.
4. Cerac Materials News, Vol 15, No.1, Maret 2005.
 5. Doo-Soo Kim et. al.. “Characteristics of Al-doped ZnO transparent conductive oxide films for solar cell application”, *Solid State Phenomena*, 124-126, 131-134, 2007.
 6. Jiming Bian et. al. “Synthesis and defect-related emission of ZnO based light emitting device with homo and heterostructures”, *Journal of Material Processing Technology*, 184, 451-454, 2007.
 7. R. Johne et. al.. “Cathodoluminescence of large-area PLD grown ZnO thin film measured in transmission and reflection”. *Appl. Phys. A* 88, 89-93, 2007.
 8. Krishnan, Bindu dan Nampoori, V P N, “Screen printed nanosized ZnO thick film”, *Bull. Mater. Sci.* 28 (3), 239-242, 2005.
 9. B. Ismail et.al, “Structural and electrical properties of ZnO film prepared by screen printing technique”. *Thin Solid Films*. 383, 92-94, 2001.
 10. Eypert, “Celine Spectroscopic Ellipsometry study of ZnO thin films”, 2004, www.jobinyvon.com.
 11. Malle Krunks and Enn Mellikov, “Zinc oxide thin films by the spray pyrolysis method”, *Thin Solid Films*, 270, 33-36, 1995.
 12. Aslan, “M.H. et.al. Preparation of c-axis-oriented zinc oxide thin films and the study of their microstructure and optical properties”, *Solar Energy Materials & Solar Cells*, 82, 543-552. 2004.
 13. Schmidt et. al., “Electrical characterization of ZnO, including analysis of surface conductivity”. *Appl. Phys. A* 88, 71-75, 2007.
 14. Fangli Yuan, Peng Hu, Lingjie Yu, Shaohua Li, “Deposition of ZnO on the surface of Al metal particles by esterification reaction under solvothermal conditions”, *J. Mater. Sci.*, 43, 2397-2401, 2008.
 15. A. Maldonado, S. Tirado-Guerra, M. Melendez-Lira, dan M. De la L. Olvera, Physical Properties of ZnO:F obtained from a fresh and aged solution of zinc acetate and zinc acetylacetone, *Solar Energy Material and Solar Cells*, 90, 742-752, 2006.
 16. A. Maldonado, S. Tirado-Guerra, M. Melendez-Lira, dan M. De la L. Olvera, Physical Properties of ZnO:F obtained from a fresh and aged solution of zinc acetate and zinc acetylacetone, *Solar Energy Material and Solar Cells*, 90, 742-752, 2006.
 17. M. Fahoume, O. Maghfoul, M. Aggour, B. Hartiti, F. Chraibi, dan A. Ennaoui, Growth and characterization of ZnO thin films prepared by electrodeposition techniques, *Solar Energy Material and Solar Cells*, 90, 1437-1444, 2006.
 18. B. Ismail, M. Abaab, dan B. Reziq, “Structural and electrical properties of ZnO films prepared by screen printing techniques”, *Thin Solid Films*, 383, 92-94, 2001.
 19. Shobhna Dixit, Anchal Srivastava, R.K. Shukla, dan Atul Srivastava, “ZnO Thick Films Based Opto-electronic Humidity Sensor for a Widerange of Humidity”, *Optical Review*, 14 (4), 186-188, 2007.
 20. D.R. Patil, L.A. Patil, dan D.P. Amalnerkar, “Ethanol gas sensing properties of Al₂O₃-doped ZnO thick film resistors”, *Bull. Mater. Sci.*, 30 (6), 553-559, 2007.
 21. Doo-Soo Kim et. al.. “Characteristics of Al-doped ZnO transparent conductive oxide films for solar cell application”, *Solid State Phenomena*, 124-126, 131-134, 2007.
 22. Klaus Ellmer et.al., “Transparent Conductive Zinc Oxide: Basics and Applications in Thin Film Solar Cells”, Springer, Berlin, 24, 2007.

PEMODELAN MATEMATIK TRANSFORMATOR FASA-3 DALAM MEMINIMASI DISTORSI HARMONISA

Perhitungan Distorsi Harmonisa Arus Akibat Kondisi Pembebanan dari Beban Nonlinier

Chairul Gagarin Irianto¹, Rudy Setiabudy²,
Maula Sukmawidjaya¹ dan Dharmananda Lugito¹

¹Jurusan Teknik Elektro, FTI Universitas Trisakti, Jl. K. Tapa No.1 Grogol Jakarta Barat
Telp. (021) 566 3232 ext. 411, Fax: (021) 560 5841

²Departemen Teknik Elektro, FT Universitas Indonesia, Depok
Email: chairul_irianto@trisakti.ac.id

Abstract

The sinusoidal waveform voltage and or current experience distortion and the imbalance between phases occurred as consequence of the application of electronic equipments and other nonlinear loads. This disturbance is related to power quality and reduce efficiency in power system equipment such as transformers. Transformers are the main component in power system. Through the special winding design in the secondary of the transformer it is expected the magnetic force induction (ampere.winding) from harmonics current becomes symmetrical so that the transformer acting as filter to cancel out harmonic phase distortion and simultaneously limiting the effect of unbalanced. In this paper, we propose a mathematical model based on transformer technology to solve power quality problems. From the experimental result using three windings delta-zigzag transformer's secondary, it has been shown that the triplen harmonics component in the primary side become smaller compared to load current.

Key word : harmonic distortion, nonlinear load, unbalanced, delta-zigzag transformer.

Abstrak

Sebagai konsekuensi dengan semakin banyaknya penggunaan peralatan elektronika dan beban nonlinier lainnya, bentuk gelombang sinusoidal arus dan/atau gelombang tegangan mengalami distorsi dan terjadi ketidakseimbangan diantara fasa-fasa. Gangguan ini berhubungan dengan masalah kualitas daya listrik dan penurunan efisiensi pada peralatan system daya seperti transformator. Transformator adalah komponen utama pada system daya listrik. Melalui disain lilitan khusus sisi sekunder transformator diharapkan mampu mensimetrisasikan induksi gaya gerak magnet (dalam Amp / lilitan) dari arus-arus harmonisa sehingga transformator mampu berfungsi sebagai filter menghambat fasa (cancel out phase) distorsi harmonisa dan sekaligus membatasi pengaruh ketidakseimbangan. Pada tulisan ini diusulkan pemodelan matematik berdasarkan teknologi transformator untuk solusi masalah kualitas daya. Dari hasil penelitian menggunakan transformator delta-zigzag sisi sekunder tiga lilitan, menunjukkan kandungan komponen harmonisa frekwensi triplen arus di sisi primer lebih kecil dibandingkan dari pada arus beban.

Kata kunci : distorsi harmonisa, beban nonlinier, ketidakseimbangan, transformator delta-zigzag.

1. Pendahuluan

Hingga sekitar dua puluh tahun lalu, system listrik dihadapkan pada beban-beban linier. Seiring dengan berkembangnya teknologi elektronika dalam dua puluh tahun terakhir telah menyebabkan

meluasnya penggunaan perangkat elektronika. Semua perangkat elektronika merupakan beban nonlinier. Diperkirakan pada tahun 2020 [1] lebih dari 50 % kapasitas daya listrik yang dibangkitkan melayani beban-beban nonlinier yang dalam pengoperasiannya membutuhkan arus

nonsinusoidal. Propagasi arus-arus non-sinusoidal tersebut yang mengalir pada jaringan distribusi menyebabkan tegangan suplai menjadi terdistorsi dan bentuknya tidak lagi sinusoidal. Hal ini menyebabkan ketidakseimbangan dan ketidaksimetrisan diantara fasa-fasa. Dari penelitian J. Desmet et al [2], arus-arus harmonisa beban nonlinier di sistem suplai fasa-tiga seimbang dan simetris menyebabkan arus penghantar netral lebih besar 1,73 kali dari arus-arus fasa. Kenyataannya, distribusi beban-beban nonlinier selalu tidak seimbang di sistem fasa-tiga empat-pengantar [3].

Upaya menyeimbangkan dengan mendistribusikan secara merata beban-beban diantara fasa-fasa saluran system fasa-tiga masih belum maksimal dalam mengatasi masalah distorsi harmonisa. Oleh karenanya system daya listrik modern harus dirancang untuk mengakomodasi beban-beban ini.

Transformator adalah peralatan utama system daya listrik [4]. Umumnya transformator didisain untuk melayani beban pada frekwensi rating dimana bebannya secara bertahap digantikan dengan beban nonlinier yang menginjeksi arus-arus harmonisa. Teknologi menghambat arus-arus harmonisa berbasiskan transformator terus dikembangkan dan diharapkan mampu mengatasi masalah kualitas daya.

Telah banyak literature dan penelitian yang membahas teknologi transformator penghambat distorsi harmonisa arus dengan berdasarkan disain lilitan khusus transformator. Di antaranya adalah transformator hubungan delta-wye, transformator Narrow Band Technology [NBT], transformator Le Blanc, dan transformator hubungan T Scott, serta transformator zigzag.

Pada transformator Delta-wye di mana lilitan primer dan sekunder berfungsi sebagai isolator untuk membatasi arus-arus harmonisa urutan nol yang mengalir dari sisi sekunder ke sisi primer transformator. Resultan arus-arus harmonisa kelipatan tiga (tripelen: 3, 9, 15..) disirkulasikan di

lilitan delta primer sehingga tidak mengalir ke sisi saluran suplai [5]. Transformator NBT berdasarkan prinsip penghambat fasa dan teknologi filter frekwensi tinggi [6]. Sedangkan pada transformator Le Blanc/ kombinasi filter resonansi frekwensi ganda mampu membatasi distorsi harmonisa, mengatasi ketidakseimbangan beban dan kenaikan arus netral akibat arus harmonisa yang tinggi [7]. Transformator hubungan T Scott mampu meminimisasi harmonisa arus dengan metode mensuper-posisi komponen-komponen arus harmonisa dari dua cabang beban sistem sehingga saling meniadakan. Super-posisi komponen arus harmonisa dilakukan dengan menggeser sudut fasa tegangan suplai beban melalui autotransformator. Pada transformator Zigzag, lilitan sisi zigzag sekunder ini mampu mengatasi harmonisa urutan ketiga pada system fasa tiga seimbang karena ggm arus-arus harmonisa saling menghilangkan sehingga tidak menginduksi ke lilitan primer [8].

Pada tulisan ini dibahas teknologi transformator untuk solusi masalah kualitas daya dengan mengembangkan pemodelan matematik berdasarkan kinerja transformator dengan tiga prinsip. Prinsip pertama adalah memperkecil kuantitas dan menyeimbangkan induksi ggm arus-arus beban di sisi sekunder. Prinsip kedua adalah metode menghambat aliran energi elektromagnetik dengan cara menghambat fasa dari sisi sekunder ke sisi primer. Dan, selanjutnya prinsip isolator yaitu dengan mengisolasi sisa induksi ggm arus beban dengan mensirkulasikannya di dalam rangkaian hubungan delta primer. Prinsip pertama dilakukan dengan membagi jumlah lilitan sekunder menjadi tiga bagian yang simetris lalu meletakkan sepertiga, bagian lilitan tadi pada ketiga kaki yang berbeda selanjutnya menghubungkan seri bagian lilitan diantara ketiga kaki untuk membentuk suatu fasa lilitan. Prinsip kedua, koneksi seri dibuat agar polaritas diantara bagian lilitan dapat saling berlawanan. Prinsip ketiga dilakukan dengan

menghubungkan lilitan-lilitan primer dalam delta untuk mengeliminasi induksi tegangan harmonisa ketiga dengan mensirkulasikan arus-arus induksi harmonisa triplen.

2. Pemodelan delta-Zigzag Lilitan

Pada bab ini dibahas teknologi transformator untuk solusi masalah kualitas daya dengan mengembangkan pemodelan matematik yang diturunkan dari persamaan tegangan dan arus dari rangkaian pengganti transformator. Pemodelan matematika untuk tegangan adalah tegangan induksi seimbang di sisi sekunder. Dan, model matematika untuk arus adalah adanya penghambatan fasa arus-arus serta sirkulasi arus di sisi delta.

Model matematik tegangan induksi seimbang dibangun berdasarkan ide membagi jumlah lilitan sekunder menjadi 3 bagian sama besar. Tujuannya agar induksi ggm arus beban di lilitan sekunder tetap menghasilkan tegangan yang sama besar dan seimbang dan diantara fasa-fasanya meskipun terjadi ketidakseimbangan beban. Serta diperoleh resultan induksi ggm arus beban di sisi lilitan zigzag sekunder ke sisi delta primer pada kuantitas induksi ggm yang minimum.

Sedangkan model matematika arus isolasi diturunkan dari rangkaian lilitan zigzag penghambat fasa induksi ggm arus beban serta dari rangkaian delta untuk mensirkulasikan induksi arus beban di dalam rangkaian delta primer transformator [9]. Penurunan model matematika tagangan dan arus dibahas pada sesi berikut ini.

2.1. Ide Dasar Lilitan Zigzag

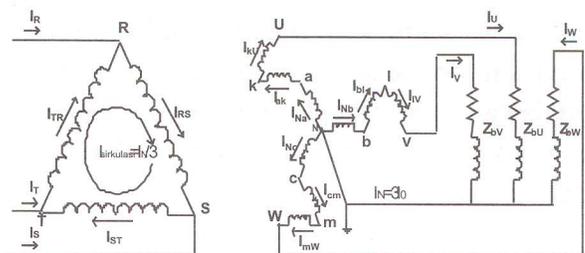
Ide metode hubungan tiga lilitan zigzag sisi sekunder ini adalah berdasarkan teori transposisi kawat-kawat saluran transmisi daya fasa-tiga untuk mengatasi ketidak simetrisan akibat letak geometris lilitan zigzag [10]. Untuk itu, setiap jumlah lilitan fasa tegangan rendah, dibagi menjadi

3 bagian sama besar kemudian diletakkan di ketiga kaki inti yang berbeda agar lilitan-lilitan fasa secara geometris melingkupi setiap 1/3 lilitan fasa tersebut. Dengan meletakkan 1/3 bagian lilitan fasa pada kaki yang berbeda, ketiga kaki inti akan mendapat atau mengalami 1/3 bagian induksi ggm dari ketiga arus fasa beban tersebut,

$$\left(e_{2z} = \frac{N_2}{3} \times i_2 \right) \text{ Karena masing-masing kaki inti}$$

diinduksikan oleh ggm dari ketiga arus-arus fasa beban maka fluks resultan di inti akan relatif seimbang. Selain itu, karena kuantitas resultan ggm lawan yang diinduksikan dari sisi sekunder ke sisi primer lebih kecil maka rugi-rugi fluks inti jadi lebih kecil.

Ditinjau konfigurasi lilitan Dz11 dengan urutan polaritas lilitanlilitan sekunder terhadap lilitan primer adalah negatif (berlawanan) positif (searah) positif (searah) untuk ditentukan ggm induksi tegangan dan arus di masing-masing sisi delta primer dan zigzag sekunder.



Gambar 1 : Diagram Pembebanan Tak Seimbang Transformator Dz011 Sekunder 3 - Lilitan Dengan titik netral ditanahkan.

Dari Gambar 1 dengan mengabaikan kopleng antar fasa disusun persamaan tegangan per-fasa sekunder yaitu jumlah ggm sepertiga bagian lilitan zigzag

Pada fasa U:

$$e_{UN} = e_{aN} + e_{ka} + e_{Uk} \tag{1}$$

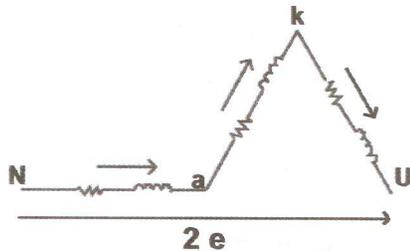
Untuk sistem fasa-3 simetris dan seimbang

$$e_{aN} = e_{ka} = e_{Uk} = e_{2z} = \frac{N_2}{3} \cdot i_{2z}, \tag{2}$$

maka

$$e_{UN} = e_{aN} + e_{ka} \cos 60^\circ + e_{Uk} \cos 60^\circ = 2e \quad (3)$$

Ditinjau diagram vektor tegangan perfasa pada Gambar 2.



Gambar 2 : Diagram Vektor Tegangan Per-fasa Lilitan zigzag

Untuk fasa — V, dan W masing-masing adalah $e_{VN} = 2e$ dan $e_{WN} = 2e$

Jadi untuk kondisi beban seimbang, jumlah ggm lilitan fasa adalah sama dengan dua kali dari pada ggm 1/3 lilitan.

Sedangkan untuk kondisi beban tidak seimbang, karena arus-arus fasa beban mengalir di 1/3 lilitan pada kaki maka inti diinduksikan ggm yang relatif sama besar sehingga fluks resultan inti mendekati seimbang. Dengan demikian, resultan ggm lawan yang diinduksikan dari sisi sekunder ke sisi primer tetap relatif seimbang meskipun beban tidak seimbang.

2.2. Prinsip Penghapusan Fasa Dan Isolasi Transformator.

Jika tegangan fasa sekunder zigzag dibebani impedansi dan dari Gambar 1 maka arus-arus fasa beban adalah

$$\begin{aligned} I_{NU} &= \frac{V_{UN}}{Z_{bU}} = I_{Na} = I_{aU} = I_{ak} + I_{kU} \\ I_{NV} &= \frac{V_{VN}}{Z_{bV}} = I_{Nb} = I_{bV} = I_{bl} + I_{lV} \\ I_{NW} &= \frac{V_{WN}}{Z_{bW}} = I_{Nc} = I_{cW} = I_{cm} + I_{mW} \end{aligned} \quad (4)$$

Karena hubungan vektor tegangan wye dibentuk dari hubungan lilitan zigzag, dengan memperhatikan ratio lilitan antara lilitan primer dan lilitan sekunder maka arus di lilitan zigzag yang diminimasi (**dikompensir**) di lilitan delta adalah:

$$\begin{aligned} I_{RS} &= \frac{1}{n} \times (I_{Na} - I_{cm} - I_{lV}) \\ I_{ST} &= \frac{1}{n} \times (I_{Nb} - I_{ak} - I_{mW}) \\ I_{TR} &= \frac{1}{n} \times (I_{Nc} - I_{bl} - I_{kU}) \end{aligned} \quad (5)$$

Dari persamaan (5), arus-arus yang mengalir di sepertiga lilitan fasa tersebut mengandung komponen arus fundamental dan komponen arus harmonisa urutan.

Catatan: $I_{Na} = I_{ak} = I_{kU}$
 $I_{Nb} = I_{bl} = I_{lV}$
 $I_{Nc} = I_{cm} = I_{mW}$

Dalam persamaan-persamaan (5), rasio lilitan

transformator $n = N_1 / \left(\frac{N_2}{2} \right)$ dimana adalah

jumlah lilitan dari lilitan primer dan adalah jumlah lilitan lilitan sekunder.

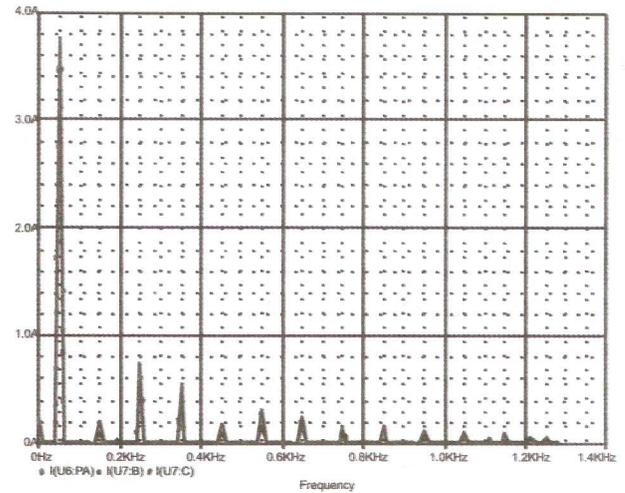
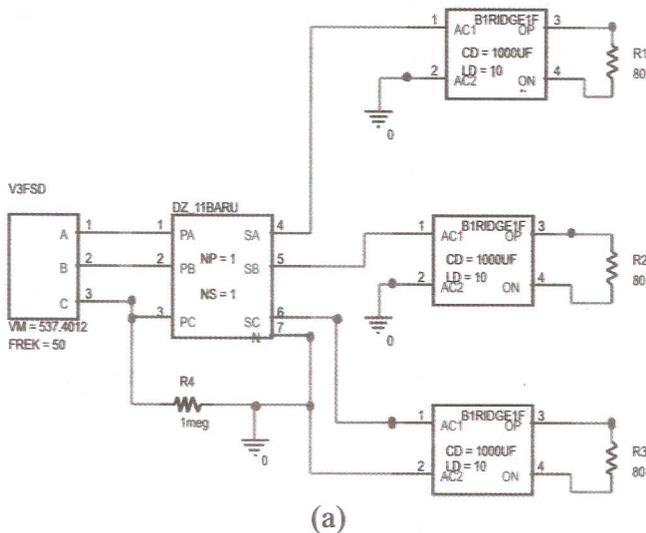
Dari persamaan (5) menunjukkan bahwa vektor resultan ggm arus-arus (amper.lilitan) di sepertiga bagian lilitan zigzag sekunder pada kaki inti yang sama dapat saling menghilangkan atau memperlemah [11]. Sehingga dari selisih arus-arus fasa lilitan sekunder yang diinduksikan ke lilitan delta primer menjadi lebih kecil. Arus-arus induksi di sisi primer tersebut sudut fasanya sama atau sefasa dengan arus-arus urutan nol dan bersirkulasi di lilitan delta primer sama seperti arus-arus harmonisa urutan ketiga, lihat Gambar 1.

Dari penjelasan tersebut, bahwa injeksi arus-arus harmonisa yang dihasilkan oleh beban nonlinier (yang mengalir balik dari beban ke sumber melalui transformator) akan diminimasi

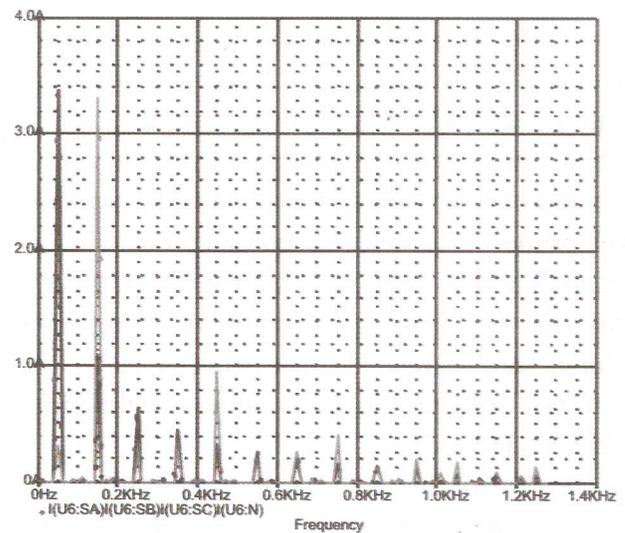
dengan cara disirkulasikan di delta primer sedangkan arus-arus fasa beban komponen fundamental tetap mengalir ke beban, untuk melayani beban-beban yang terhubung ke transformator.

3. Simulasi Operasi dan Hasil Pembebanan Transformator Fasa-3 Delta-zigzag Sekunder 3 lilitan.

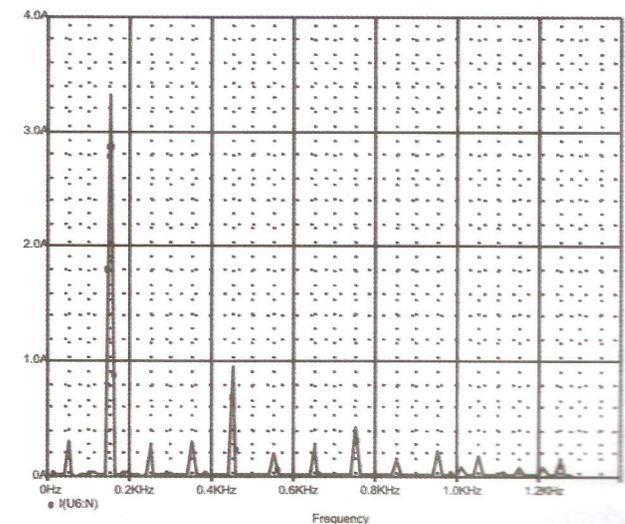
Dalam simulasi ini dilakukan percobaan pembebanan transformator pada kondisi operasi menggunakan software Orcad dengan Program p-Spice [12]. Didalam simulasi percobaan digunakan transformator fasa fasa konfigurasi Dz11 sekunder tiga lilitan 1500 VA, 380/115/115/115 V, 50 Hz disuplai dari sumber fasa tiga. Transformator dipasang diantara sumber fasa tiga dan beban nonlinier terdiri dari tiga buah penyearah fasa dengan beban resistif identik, lihat Gambar 3a. Dari simulasi, nilai kandungan komponen fundamental dan komponen frekwensi harmonisa arus-arus di sisi primer dan sekunder serta arus di penghantar netral masing-masing Gambar 3b, 3c dan 3d.



(b)



(c)



(d)

Gambar 3 : (a) Rangkaian Simulasi Pembebanan Seimbang Beban Nonlinier, (b). Garis Spektrum Frekwensi Arus-arus sisi Primer, (c). Di sisi Sekunder, dan (d). Di Penghantar Netral

Hasil simulasi pembebanan transformator dengan beban nonlinier meskipun seimbang dan identik, arus netral yang mengalir di lilitan sekunder hampir sama besar dengan arus-arus fasa beban. Besaran komponen harmonisa ke-3 arus netral () hampir sama besar dengan komponen fundamental arus fasa beban dan dari Gambar 3(d) komponen harmonisa ke-9 dan ke-15 (triplen) dari arus netral cukup besar. Arus netral dan komponen arus-arus harmonisa tersebut mengalir di lilitan fasa beban dan di penghantar netral sisi sekunder zigzag. Arus-arus di sisi zigzag tersebut selanjutnya menginduksikan ggm ke sisi rangkaian delta primer.

Dari Gambar 3 (b), (c), dan (d) memperlihatkan komponen frekwensi harmonisa urutan diantara arus di delta primer dengan arus beban dan arus netral di zigzag sekunder menunjukkan besaran komponen frekwensi triplen arus primer lebih kecil dibandingkan dengan arus beban dan arus netral. Hal tersebut berarti bahwa arus-arus terdistorsi tersebut tidak mengalir ke saluran sumber tetapi hanya bersirkulasi/terjebak di lilitan delta primer transformator delta-zigzag sekunder 3 lilitan.

Terbukti bahwa dengan menggunakan transformator delta-zigzag sisi sekunder tiga lilitan dapat meminimasi komponen frekwensi harmonisa yang dihasilkan arus-arus beban di sisi sekunder transformator.

4. Kesimpulan

Simulasi percobaan transformator pada kondisi pembebanan seimbang dengan beban nonlinier disampaikan pada tulisan ini. Pada saluran menuju ke sumber dari sisi delta primer menunjukkan besaran komponen frekwensi triplen arus primer lebih kecil dibandingkan dengan arus beban dan arus netral. Berarti penggunaan transformator delta-zigzag dengan tiga lilitan di sisi sekunder mampu membatasi distorsi harmonisa

arus secara bermakna di saluran sistem daya listrik modern.

Didapatkan bahwa arus netral sangat besar meskipun di sisi sekunder transformator melayani beban yang terdistribusi merata diantara fasa-fasanya. Arus netral tersebut, yang didominasi komponen harmonisa kelipatan tiga (triplen: 3, 9, 15..), mengalir diantara sisi sekunder transformator dan saluran fasa-fasa beban, tidak menyebar ke sisi sumber.

Ucapan Terimakasih

Penulis mengucapkan terima kasih kepada Fakultas Teknologi Industri, Universitas Trisakti yang telah membiayai penelitian ini melalui anggaran Penelitian Tahun Akademik 2005/2006 sampai makalah ini dapat dipublikasikan.

5. Daftar Pustaka

1. F.S. Prabhakara, Robert L. Smith, Ray P. Stratford, "Industrial and Commercial Power Systems Handbook", *McGraw-Hill Companies*, 1996.
2. J. Desmet, I.Sweertvaegher G. Vanalme, K. Stockman, R. Belmans, "Analysis of the neutral conductor current in a three phase supplied network with non-linear single phase loads", *IEMDC/IEEE Conf. MIT, Cambridge, Massachusetts, USA*, 17-21 June, electronic proc, hal. 2.
3. Johan Driesen, David Bartolive, Ronnie Belmans, "Analysis of the behavior fusing system in the present of non-linear loads", *EMDC/IEEE Conf. MIT, Cambridge, Massachusetts, USA*, 17-21 June, electronic proc.
4. Zuhaf Prof DR. Ir., "Dasar Teknik Tenaga Listrik dan Elektronika Daya", *Penerbit ITB, Bandung*, 1988
5. Syafrudin Masri1, Che Mat Hadzer "Suatu Survei Kualitas Daya Sistem Distribusi

- Tenaga Listrik Pada Pusat Komputer”, Electric, Control, Communication & Information Seminar 2004 Seminar Nasional Bidang Energi, Elektronika, Kendali, Telekomunikasi dan Sistem Informasi”, Gedung Widyaloka, *Universitas Brawijaya Malang*, 25-26 Mei 2004, hal. 2.
6. Narrow Bandwidth Technology A PLITRON White Paper, WP050201. Rev 1, May, 2002.
 7. Sy-Ruen Huang, Bing-Nan Chen, “Harmonic Study of Le Blanc Transformer for Taiwan Railway's Electrification System”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.17 No.2 April 2002.
 8. Leon M. Tolbert, Harold D. Hollis, Peyton S. Hale, Jr. ”Evaluation Of Harmonic Suppression Devices” *IEEE IAS Annual Meeting*, Oct. 6-10, 1996, San Diego, CA, pp. 2340-2346
 9. M.Kostenko, L. Piotrovsky, *Electrical Machines Vol. I Direct Current Machines And Transformer*, MIR Publishers, Moscow 1968
 10. Hutauruk, T.S. “Transmisi Daya Listrik” *Erlangga*, Jakarta, 1993.
 11. H. K. Høidalen, R. Sporild, “Using Zigzag Transformers with Phase-shift to reduce Harmonics in AC-DC Systems”, Presented at the International Conference on Power Systems Transients (IPST'05) in Montreal, Canada on June 19-23, 2005 Paper No. IPST05 44
 12. “Cadence Design Systems”, Inc, PSpice® User's Guide includes PSpice A/D, *PSpice A/D Basics and PSpice Product Version 15.7* July 2006.
 13. J. Arrillaga, B.C. Smith, N.R. Watson, A.R. Wood, “*Power System Harmonic Analysis*”, Wiley, 1997.
-

Perancangan dan Implementasi Antena Mikrostrip Annular Ring menggunakan Catuan Electromagnetically Coupled (EMC) untuk Antena WiMAX

Oleh : Hari Satriyo Basuki

Peneliti Telekomunikasi, Bidang Otomasi Puslit Informatika LIPI

Jl. Cisit 21/154D Bandung 40135

e-mail : harisb1@yahoo.com

Abstrak

Standart baru muncul dengan berkembangnya teknologi Wireless untuk komunikasi Data dan komputer berkecepatan tinggi. Karena kecepatan yang tinggi maka memerlukan antena dengan bandwidth yang lebar. Frekuensi-2 yang dipergunakan berkisar disekitar 2.5 GHz dimana pada Standart 802.11.b&g dinyatakan antena yang dipakai untuk Wireless Local Area Network-W-LAN mempunyai range frekuensi antara 2.400 MHz sampai 2.483,5 MHz dan untuk Worldwide Interoperability for Microwave Access WiMAX dan juga Broadband Wireless Access BWA adalah 2.5 2.7 GHz.

Dalam paper ini akan dijelaskan rancangan dan implementasi antena yang dapat untuk W-LAN dan WiMAX maupun BWA yaitu bekerja pada frekuensi dari 2.300 sampai 2.700 GHz dengan spesifikasi yang khusus dan tidak membahayakan peralatan elektroniknya seperti VSWR dan lainnya dan tidak mengganggu pengguna lainnya seperti pattern pancarannya dan lainnya. Juga akan dijelaskan pula digunakannya sebuah metode pencatuan antena mikrostrip dengan cara electromagnetically coupled (EMC). Dengan menggunakan pencatuan metode EMC ini maka radiasi yang tidak diinginkan menjadi lebih sedikit dan juga dapat diperoleh karakteristik wideband tanpa beberapa rangkaian matching. Metode pencatuan EMC ini dapat mengatasi kelemahan antena mikrostrip konvensional yang pada umumnya memiliki karakteristik narrow bandwidth. Struktur feeder L-strip dalam metode EMC dipergunakan dalam perancangan antena mikrostrip ini.

Kata kunci : antena mikrostrip, W-LAN, WiMAX, Electromagnetically Coupled (EMC)

Abstract

Wireless data and Computer communication technology grows faster and having immeasurable so that emerging various new technology standards. Because of its high speed transmission then needs an antenna with higher bandwidth. IN standarat 802,11 b& g explains that the frequencies are be used for Wireless Local Area Network are between 2.4 GHz till 2.483,5 GHz, and used for Worldwide Interoperability for Microwave Access WiMAX and also Broadband Wireless Access-BWA are between 2.5 to 2.7 GHz.

In this paper will be discussed about design and implementation on antenna that can be used for W-LAN, WiMAX as well as BWA working frequency of 2.3 GHz to 2.7 GHz with special specifications to decrease electronical incompatibility like the VSWR or disturb the other user such as the radiation pattern.

Also will be also discussed about the method of feeding point called electromagnetically coupled (EMC). By using EMC, the undesirable radiation become smaller and also offers wideband characteristic without some network matching. The EMC feeding method earns to overcome feebleness from conventional microstrip antenna which has narrow bandwidth characteristic This EMC microstrip antenna design used structure of feeder L-Strip method.

Key word: Microstrip antenna, W-LAN, WiMAX, Electromagnetically Coupled (EMC)

1. Pendahuluan

Perkembangan teknologi komunikasi *mobile wireless* semakin cepat dan beragam, tidak hanya untuk suara tetapi juga untuk data sehingga harus berkemampuan frequency kerja yang lebar. Teknologi tersebut salah satunya adalah Wi-MAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) yang beroperasi pada frekuensi 2.3 GHz, 2,5 GHz, dan 3,5 GHz

Jenis antenna yang memiliki karakteristik yang sesuai dengan kebutuhan diatas adalah antenna mikrostrip. Antena *microstrip* selalu mempunyai *bandwidth* yang sempit. Dengan dasar itu diteliti dan disampaikan suatu cara untuk meningkatkan *bandwidth* antenna mikrostrip yaitu dengan teknik pencatutan *Electromagnetically coupled* (EMC) pada antenna mikrostrip *annular ring* Untuk pengukurannya akan dibuat juga *prototype*.

2. Rancangan Antena Mikrostrip

Antena mikrostrip yang direncanakan harus mempunyai spesifikasi teknis sebagai berikut :

- kemampuan frekwensi kerja : 2300 2400 MHz
- VSWR lebih kecil dari 1.5
- Gain minimal 5 dBi
- Polarisasi Linier
- Bandwidth lebih dari 100
- Impedansi mendekati 59 Ohm
- Pola radiasi segala arah
- Bahan yang dipakai : tembaga untuk *patch*, *groundplane*, *microstripline*, *L-Strip feeder* dengan Permittivitas relative antara groundplae dan antenna adalah udara ϵ_r : 1, Permeabilitas relative μ_r : 0.999991, Ketebalan : 1 mm

3. Penentuan Dimensi Antena

3.1 Dimensi Patch

Dengan menggunakan sebuah rumus diperoleh jari-jari lingkaran dalam sebesar 13,768 mm. - 1).

3.2 Dimensi Groundplane

Untuk dimensi minimum *groundplane* yang dibutuhkan oleh antenna mikrostrip diberikan melalui persamaan berikut

$$A_g = 6t + a \quad (3.1)$$

Dengan asumsi awal tebal substrate $t = 1$ mm dan diameter patch $a = 48,817$ mm, akan diperoleh dimensi minimum *groundplane* A_g adalah sebesar 54,817 mm. Dalam penelitian ini akan digunakan *groundplane* yang mempunyai ukuran 100 x 100 mm.

3.3 Dimensi Feeder L-strip dan Microstrip Feed Line

Untuk ukuran panjang, lebar ataupun tinggi dari *L-strip* dan *microstrip line* ini, melakukan rancangan menggunakan simulator. Ukuran-ukuran tersebut diubah-ubah sampai kita mendapatkan hasil simulasi yang sesuai dengan spesifikasi awal rancangan antenna yang diinginkan.

3.4 Dimensi Substrat

Dalam menentukan dimensi substrat dilakukan percobaan langsung pada *software* simulator sampai diperoleh ukuran yang tepat yang menghasilkan karakteristik *bandwidth* yang diinginkan yaitu 100 MHz pada rentang frekuensi 2300 - 2400 MHz).

Software Simulator

Untuk Penelitian ini metode analisis yang dipergunakan adalah *finite element method* (FEM) karena metode ini cocok untuk dikembangkan pada antenna dengan volumetrik padat seperti antenna mikrostrip. FEM sudah banyak diaplikasikan pada beberapa software simulator.

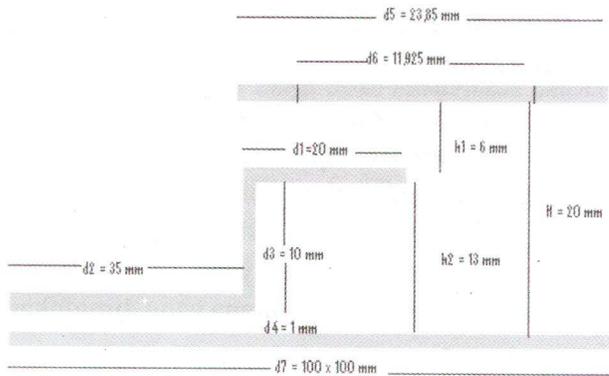
3.5 Modifikasi Dimensi Antena

Modifikasi dimensi ukuran antenna ini dilakukan dalam proses perancangan untuk mendapatkan hasil yang terbaik. Modifikasi yang dilakukan yaitu mengubah ukuran dimensi antenna,

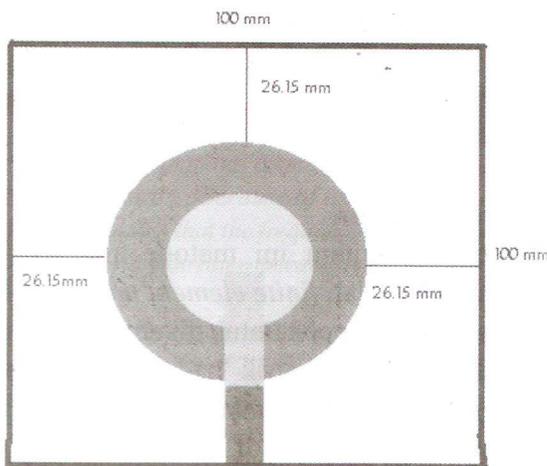
dengan mengambil beberapa variabel dimensi tetap. Modifikasi tersebut diantaranya: ^[1,2]

- Modifikasi d5 (Jari-jari Patch)
- Modifikasi *feeder* L-strip Horizontal (d1)
- Modifikasi Mikrostrip Feed Line (d2)
- Modifikasi *feeder* L-strip Vertikal (d3)
- Modifikasi Tinggi *Air Gap* (h1)
- Modifikasi d4 (Jarak d2 dengan Groundplane)

Setelah dilakukan penghitungan secara rumus dan dengan memodifikasi dimensi d1, d2, d3, d4, d5, dan h1 maka didapat dimensi antenna simulasi. Seperti terlihat dalam Gambar 3.1 a dan b



Gambar 3.1 : (a) Cross Section

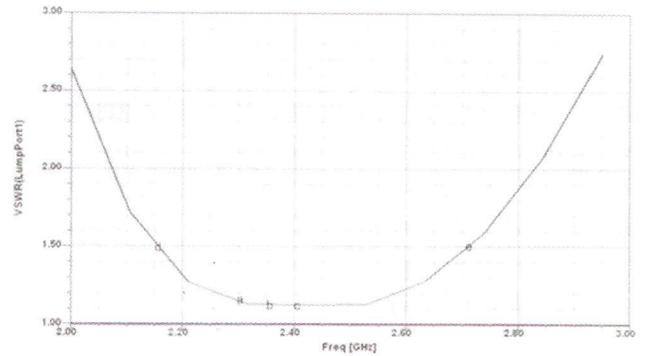


Gambar 3.1 : (b) Tampak Atas

3.6 Hasil Simulasi

Setelah dilakukan proses dalam simulasi maka akan diperoleh hasil-hasil sebagai berikut:

3.6.1 VSWR

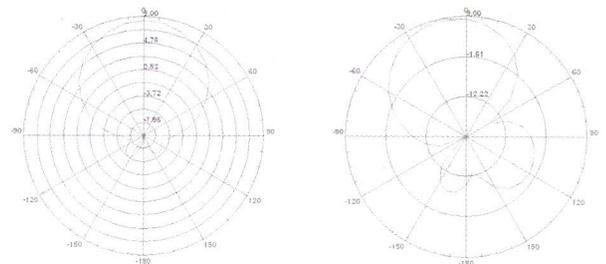


Gambar 3.2 : Grafik VSWR terhadap frekuensi hasil simulasi

Hasil simulasi menunjukkan bahwa untuk $VSWR \leq 1,5$ bandwidth yang terukur adalah sekitar 560 MHz. Dari rentang frekuensi 2,16 GHz (titik d) sampai 2,72 GHz (titik e). Pada frekuensi bawah 2,3 GHz (titik a) memiliki nilai VSWR 1,13, pada frekuensi tengah 2,35 GHz (titik b) memiliki nilai VSWR 1,11 dan pada frekuensi diatas 2,4 GHz (titik c) memiliki nilai VSWR 1,12. Hal ini sesuai dengan syarat spesifikasi awal yaitu memperoleh *bandwidth* lebih 100 MHz dengan $VSWR \leq 1,5$.

3.6.2 Pola Radiasi

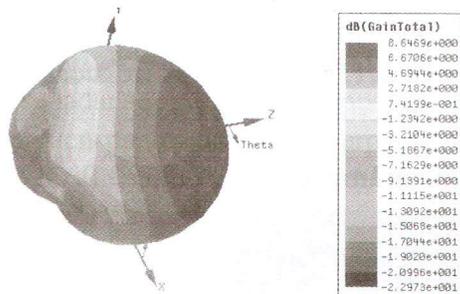
Pada gambar pola radiasi arah azimuth terlihat bahwa pola radiasi menguat ke satu arah atau disebut juga pola directional. Pada arah elevasi FNBW yang terukur adalah 150° dan HPBW yang terukur adalah 77° . Pada arah azimuth FNBW yang terukur adalah 143° dan HPBW yang terukur adalah 60° .



Gambar 3.3 : Polaradiasi Arah Azimuth dan Elevasi

3.6.3 Gain

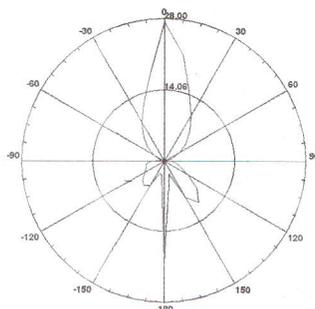
Berdasarkan hasil simulasi, *gain* yang diperoleh adalah sebesar 8,649 dBi. Hal ini sesuai dengan yang diharapkan yaitu memperoleh $gain \geq 6$ dBi.



Gambar 3.4 : Direktivitas (simulasi)

3.6.4 Polarisasi

Dari gambar di simulasi dapat diketahui bahwa polarisasi adalah linier.



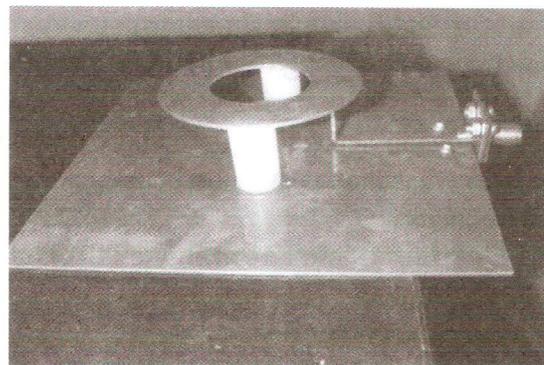
Gambar 3.5 : Polarisasi

3.6.5 Pemodelan Prototipe.

Setelah melakukan simulasi, sehingga hasil simulasi yang terbaik akan dijadikan sebagai prototipe Annular Ring. Ukuran antenna prototipe sama dengan ukuran antenna simulasi.

4. Pengukuran Dimensi Antena Hasil Pengukuran

Pengukuran dimensi fisik dari antenna dilakukan di Laboratorium Telekomunikasi LIPI Bandung. Alat yang digunakan adalah Jangka Sorong digital. Jangka Sorong ini memiliki ketelitian sampai orde milimeter.



Gambar 4.1 : Bentuk Fisik Antena

Analisis Hasil Pengukuran

Dari hasil pengukuran terlihat bahwa dimensi fisik antenna menunjukkan adanya penyimpangan dibandingkan terhadap ukuran desain yang diinginkan. Penyimpangan yang terjadi berkisar antara 0.025 mm sampai dengan 0.77 mm dari ukuran desainnya. Penyimpangan terkecil yaitu pada dimensi annular ring dan penyimpangan terbesar yaitu pada jarak antara *groundplane* dan *L-strip horizontal*. Dalam desain antenna mikrostrip penyimpangan ini dapat menyebabkan berubahnya frekuensi resonan, impedansi dan koefisien pantul hasil pengukuran jika dibandingkan dengan hasil simulasi.

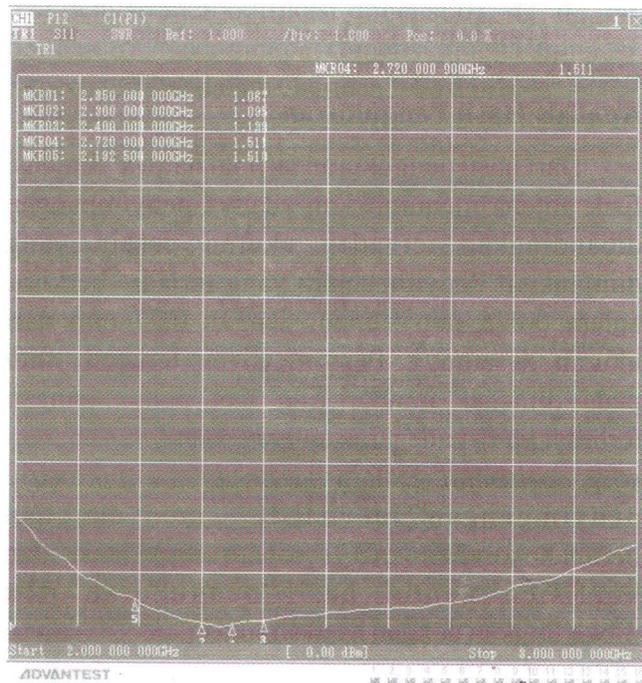
Pengukuran VSWR, Bandwidth, Impedansi, dan Return Loss^[3]

Pengukuran bandwidth bertujuan untuk mengetahui kemampuan antenna dalam melewati data. Jika *bandwidth* besar maka kapasitas atau *bit rate* data yang dilewatkan dapat besar pula. Pengukuran Impedansi bertujuan untuk mengetahui apakah antenna yang dipakai sesuai dengan saluran transmisi yang digunakan. Dari ketiga karakteristik di atas diukur menggunakan *Network Analyzer* merek *Advantest R 3750* yang mempunyai kemampuan mengukur karakteristik antenna dari frekuensi 30 KHz sampai dengan 20 GHz.

Untuk pengukuran VSWR antenna menggunakan *Network Analyzer*, yaitu dengan membaca

parameter S11, yang merepresen-tasikan perbandingan daya yang dikirim ke beban dengan daya yang terpantul dari beban. Dalam hal ini antenna dianggap sebagai beban yang mempunyai impedansi masukan yang berbeda-beda untuk setiap frekuensi.

Hasil Pengukuran Pengukuran VSWR



Gambar 4.2 : Hasil pengukuran SWR dan Bandwidth

Besarnya VSWR pada frekuensi kerja 2,35 GHz diperoleh sebesar 1,067

Hasil Pengukuran menunjukkan bahwa pada VSWR ≤ 1,5, nilai frekuensi bawah (fl) adalah 2192,5 MHz sedangkan nilai frekuensi atas (fu) adalah 2720 MHz. Sehingga bandwidth diperoleh dengan menggunakan rumus

$$\begin{aligned}
 BW &= fu - fl \text{ [4]} \\
 &= (2720-2192,5) \text{ MHz} \\
 &= 527,5 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

Dalam Bentuk persentase

$$BW = \frac{fu - fl}{fc} * 100\%$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{(2720 - 2192,5) \text{ MHz}}{2456,25 \text{ MHz}} * 100\% \\
 &= 21,476\%
 \end{aligned}$$

Untuk rentang frekuensi yang diinginkan, pada frekuensi 2,3 GHz VSWR yang terukur adalah 1,095; frekuensi 2,35 GHz, VSWR yang terukur adalah 1,067; dan untuk frekuensi 2,4 GHz, VSWR yang terukur adalah 1,138.

Pengukuran Impedansi

Marker	Frequency (GHz)	Real (Ω)	Imaginary (Ω)	Phase (°)
MCR01	2.350 000 000	49.763 Ω	+j3.233 Ω	216.975°
MCR02	2.500 000 000	50.821 Ω	-1.837 Ω	37.876°
MCR03	2.400 000 000	50.499 Ω	-6.470 Ω	64.857°
MCR04	2.720 000 000	37.137 Ω	-18.214 Ω	3.237°
MCR05	2.192 500 000	35.407 Ω	-2.591 Ω	18.816°

Gambar 4.3 : Gambar Hasil Pengukuran Impedansi

Pada frekuensi kerja 2,35 GHz diperoleh impedansi sebesar 49,760Ω + j3,233Ω, 216,975 pH.

Dari hasil pengukuran dapat dilihat bahwa nilai impedansi mendekati nilai 50 Ω, ini menunjukkan bahwa impedansi Antena dapat dikatakan sepadan sehingga antenna cukup aman digunakan pada frekuensi kerja 2350 MHz sesuai dengan spesifikasi antenna WiMAX yang diharapkan.

Pengukuran Return Loss

Dari hasil pengukuran Return loss bisa didapatkan nilai VSWR-nya yang secara langsung dapat diukur dengan menggunakan Network analyzer tersebut. Dari hasil pengukuran port 1 didapatkan nilai Return loss pada frekuensi tengah sebesar -19,402dB.

Analisis Pengukuran VSWR, Band-width, Impedansi, dan Return Loss.

Di dalam pengukuran ini digunakan kabel coaxial yang terhubung dengan port pada NA dengan standart 50 Ω. Untuk kondisi ideal yang diharapkan adalah terjadinya transfer daya

maksimum, yang didapatkan dengan besarnya impedansi antenna bersifat resistif murni sebesar 50 Ω . Dari hasil pengukuran impedansi antenna dengan impedansi saluran transmisi kurang sepadan, sehingga daya yang datang tidak akan ditransmisikan semuanya dan ada yang dipantulkan sebagian dikarenakan ketidak-sepadanan. Keadaan ketidak-sepadanan ini akan mempengaruhi nilai dari koefisien pantul dan akan berpengaruh pada nilai SWR. Semakin tidak *matching* impedansi antenna dengan impedansi saluran transmisi, maka nilai dari koefisien pantul akan semakin besar dan nilai SWR juga akan semakin besar. Dari nilai VSWR yang semakin besar, maka bandwidth perancangan tidak akan tercapai.

Dari hasil yang telah dicapai bisa diberikan analisis bahwa dengan standar VSWR=1,5 antenna bisa memenuhi frekuensi dasar yang dibutuhkan yaitu dari 2192,5 GHz sampai dengan 2720 GHz dengan lebar *bandwidth* yaitu 527,5 MHz. Sehingga dapat dikatakan bahwa VSWR dan bandwidth telah memenuhi spesifikasi awal yaitu VSWR $\leq 1,5$ dan *bandwidth* ≥ 100 MHz. Dengan VSWR 1,5 maka daya yang dipantulkan sebesar 4 % dan daya yang ditransmisikan 96 %.

Pengukuran Pola radiasi

Pola radiasi dari suatu antenna merupakan gambaran dari intensitas pancaran antenna sebagai fungsi dari parameter koordinat bola (θ, ϕ). Komponen-komponen yang terdapat dalam gambaran pola radiasi adalah *mainlobe*, *sidelobe*, dan *backlobe*. Dari *mainlobe* dapat dilihat parameter-parameter *Half Power Beamwidth* (HPBW) dan *First Null Beamwidth* (FNBW). Pada antenna yang telah dirancang diinginkan gambaran pola radiasi dengan *beam directional* atau penguatannya menguat ke satu arah saja yang sesuai dengan hasil simulasi.

Pola radiasi antenna diukur pada daerah medan jauh antenna, karena pada daerah tersebut gelombang elektromagnetik yang terpancar bersifat transversal penuh dan antenna tidak

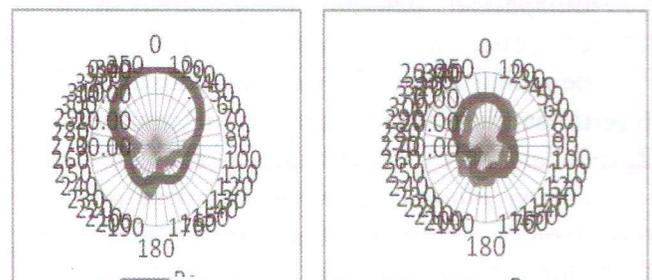
dipengaruhi oleh benda di sekelilingnya. Adapun besarnya medan jauh untuk pengukuran ini dihitung melalui persamaan:

$$R > \frac{2 L^2}{\lambda} \quad |S|_R = 15,666 \text{ cm atau } 0.15666 \text{ m}$$

4.4.1 Hasil Pengukuran Pola Radiasi [6]

Pola radiasi hasil pengukuran selanjutnya akan dibandingkan dengan hasil simulasi untuk melihat sejauh mana kesesuaian hasil perancangan dan hasil simulasi. Sehingga dengan hasil perbandingan ini nantinya dapat dianalisis kinerja antenna sesuai dengan hasil pola radiasi yang didapatkan.

Dari hasil yang diperoleh terlihat perbedaan pola radiasi baik pada arah azimuth maupun elevasi antara hasil pengukuran dan simulasi. 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, HPBW yang diperoleh adalah 46o, pada simulasi besarnya 60o dan FNBW yang diperoleh adalah 93o, pada simulasi besarnya 150o. Sedangkan pada arah *azimuth*, HPBW yang diperoleh adalah 77o, pada simulasi besarnya 80o dan FNBW yang diperoleh adalah 171o, pada simulasi besarnya 143o.



Gambar 4.4 : Polaradiasi Arah azimuth dan Arah Elevasi

Beberapa perbedaan diatas disebabkan karena pada pengukuran terjadi pantulan dari obyek disekitar lokasi pengukuran. Sedangkan pada simulasi, vektor medan yang datang hanya dari

gelombang yang diinginkan saja dan diasumsikan pembentukan pola pancarnya berada di suatu ruangan ideal tanpa adanya pantulan dan sumber lain.

4.5 Pengukuran Gain

Hasil pengukuran gain dapat dilihat pada tabel di bawah ini. Pengukuran gain dilakukan pada frekuensi tengah yaitu pada frekuensi 2350 MHz. Pengambilan data dilakukan sebanyak 10 kali agar hasil yang didapat lebih akurat.

4.5.1 Analisis Pengukuran Gain.

Perbandingan *gain* antara pengukuran dan simulasi adalah sebagai berikut:

Tabel 4.1. Perbandingan Gain Pengukuran dengan Simulasi

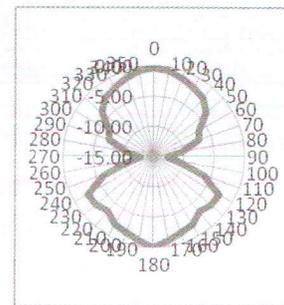
Gain Pengukuran	Gain Simulasi
8,577 dBi	8,649dBi

Dengan *gain* sebesar ini maka antenna ini dapat menjangkau daerah yang lebih jauh atau lebih tertutup. *Gain* antenna simulasi lebih besar daripada *gain* pengukuran (selisih 0.072 dB). Hal ini disebabkan oleh:

1. Proses perhitungan *gain* pada simulasi, didapatkan dengan mengasumsikan nilai efisiensi antenna sebesar 100 % dan pengukurannya dilakukan pada suatu keadaan tanpa adanya gelombang pantul yang terjadi.
2. Pada proses pengukurannya menggunakan antenna *dipole* $\lambda/2$ sebagai antenna referensi dengan mengasumsikan bahwa perbandingan *gain* antenna terhadap isotropis adalah 2.14 dB. Tetapi tentunya angka perbandingan tersebut merupakan asumsi yang didapatkan dari proses perhitungan secara teoritis dan tidak mungkin di dunia ini ada antenna yang sama persis dengan keadaan teoritisnya.
3. Fluktuasi penerimaan daya pada *Spectrum Analyzer*.

4.4 Pengukuran Polarisasi

Polarisasi merupakan jejak medan elektrik yang dipandang dari bidang yang tegak lurus terhadap arah rambat gelombang. Polarisasi perlu diketahui agar dalam pemasangan antenna tidak sembarangan disesuaikan dengan polarisasi dari antenna pengirim. Jika polarisasi antenna pemancar dengan penerima tidak *match* maka daya yang diterima akan kecil. Hal ini disebabkan oleh *polarization loss factor* (PLF).



Gambar 4.5 : Hasil Penukuran Polarisasi

Dari hasil pengukuran didapatkan data sebagai berikut :

Daya terima maksimum (sumbu mayor) =

$$-30,83 \text{ dBm} = 82,60379 \times 10^{-8} \text{ watt}$$

Daya terima minimum (sumbu minor) =

$$-43,17 \text{ dBm} = 4,8194 \times 10^{-8} \text{ watt}$$

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

Rasio kuat medan elektrik (numerik)

$$\begin{aligned} \frac{\text{MAYOR}}{\text{MINOR}} &= \frac{\sqrt{\frac{P_{\text{Watt Mayor}} \times 377}{A_e}}}{\sqrt{\frac{P_{\text{Watt Minor}} \times 377}{A_e}}} \\ &= \frac{\sqrt{P_{\text{Watt Mayor}} \times 377}}{\sqrt{P_{\text{Watt Minor}} \times 377}} \\ &= \frac{\sqrt{92,69379 \times 10^{-8} \times 377}}{\sqrt{4,91944 \times 10^{-8} \times 377}} \\ &= \frac{176,4699 \times 10^4}{42,625 \times 10^4} = 4.14 = 6.17 \text{ dB} \end{aligned}$$

Tabel 4.2. Perbandingan spesifikasi awal, simulasi dan hasil akhir pengukuran

Parameter	Spesifikasi Awal	Simulasi Ansoft	Hasil Akhir Pengukuran	Keterangan
Frekuensi Kerja	2300-2400 MHz	2300-2400 MHz	2300-2400 MHz	Memenuhi spesifikasi yang diinginkan
Bandwidth pada $V_{SWR} \leq 1,5$	100 MHz	560 MHz	527,5MHz	Memenuhi spesifikasi yang diinginkan
Impedansi pada f_c saat V_{SWR} minimum	50 ?	Tidak terdefinisi	49,760? ,3,233? , 216,975pH.	Mendekati spesifikasi awal 50 ? yang direncanakan
Gain	= 6 dBi	8,649dBi	8,577 dBi	Gain yang terukur pada frekuensi saat nilai V_{SWR} minimum
Pola Radiasi	Unidirectional	Unidirectional	Unidirectional	Memenuhi spesifikasi
Polarisasi	Linier	Linear	Ellips AR= 4,14	Mungkin disebabkan banyaknya sinyal penginterferensi

5. Kesimpulan

Dari pengukuran dan hasilnya ditarik kesimpulan :

1. Teknik *Electromagnetically Coupled* (EMC) terbukti dapat menambah bandwidth antenna mikrostrip. Hal ini dikarenakan hal-hal sebagai berikut:
 Dengan teknik EMC maka memungkinkan untuk menambah tebal substrat dielektrik (dalam hal ini substrat yang digunakan adalah udara), karena salah satu cara untuk menambah *bandwidth* antenna mikrostrip adalah dengan menggunakan substrat yang semakin tebal dan permitivitas dielektrik yang kecil.
2. Bandwidth Antena mikrostrip ini 527,5 MHz (2192,5 MHz 2720 MHz), hal ini sesuai dengan spesifikasi awal yang membutuhkan bandwidth sebesar 100 MHz pada rentang frekuensi (2300-2400) MHz V_{SWR} yang diperoleh pada pengukuran lebih baik dari

hasil simulasi, yaitu $V_{SWR}=1,13$ untuk frekuensi kerja 2350 MHz pada simulasi sedangkan pada pengukuran $V_{SWR}=1,067$ untuk frekuensi kerja 2350 MHz. Hal ini terjadi karena dalam pabrikasi didesain pada sisi konektor, dibuat celah untuk menurunkan atau menaikkan letak *feedline* terhadap *groundplane*, yang berfungsi sebagai *tuning*.

3. Bentuk polarisasi yang didapatkan adalah polarisasi elips.
4. Impedansi yang diperoleh adalah 49,760Ω pola radiasi unidirectional dan Gain 8.577 dBi.

Ucapan terima kasih.

Terima kasih kami sampaikan kepada Pak Yuyu Wahyu yang telah membantu dalam persiapan material dan pengukuran antenna ini di Laboratoriumnya sehingga penelitian ini dapat dilaksanakan.

6. Daftar Pustaka

1. James, J.R. dan Hall, P.S., , “Introduction to Microstrip Antenna”, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Pelegrinus Ltd., London, 1989
2. Joo Seong Jeon, “Design of Wideband Patch Antennas for PCS and IMT-2000 Service”, Technical Feature.
3. K. F. Lee, K. Y. Ho, J. S. Dahele, “Cavity Model Theory Of The Circular-Disc Microstrip Antenna With An Air Gap”, *IEEE Transaction on Antennas And Propagation*.
4. Kumar, Girish dan Ray, K.P., “**Broadband Microstrip Antennas**”, London: Artech House Boston, 2003.
5. Setiawan, Denny, , “Penataan Frekuensi Radio Layanan Akses Pita Lebar Berbasis Nirkabel”, : *Tim Penataan Spektrum Frekuensi Radio Untuk Akses Nirkabel Berbasis Pita Lebar (Broadband Wireless Access/BWA)*, Jakarta, 2006.
6. John D Kraus, Antennas, “Electronics and Electronic Circuit”, *McGraw-Hill Series in Electrical Engineering*,

Peredaman Riak Arus Keluaran dan Meningkatkan Efisiensi Cuk Konverter Sloboda dan dengan *Twisted Magnetomotans*

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

Abstrak

Pada berbagai proses industri seperti proses electroplating emas, pengecatan mobil, pewarnaan kain, dan proses kimia lainnya, kestabilan arus listrik memegang peranan yang sangat penting. Sementara itu, hampir semua proses yang ada memiliki riak arus keluaran yang cukup besar. Pada proses kimia riak yang diizinkan sekitar 2%. Untuk memperkecil riak arus ini dapat dilakukan berbagai cara. Tulisan ini membahas peredaman riak arus keluaran dengan twisted dua dan tiga kawat yang ada pada Cuk konverter dimana kondisinya sudah menggunakan dua buah inti E dan diberi tiga celah udara dan empat buah inti E dengan enam celah udara. Besar induktansi L pada cuk konverter sama dengan besar induktansi yang lebih besar dari 3% dan efisiensi pada transformator inti besi 3,5%.

Beberapa parameter baru seperti: reluktansi, induktansi diri, induktansi bersama, kapasitansi, tangen kerugian, kerapatan flux, konstanta pembeding, dan parameter lainnya diperoleh dari inti magnet dan sumber magnet dari kumparan sisi primer dan sekunder yang di twisted dengan sudut 50° dimana dihitung efisiensinya dan disimulasi dengan Psim versi 7.1.

Induktansi dua konduktor dimana induktansi satu dan dua sama besarnya yaitu sebesar 2,27 μH dengan jari-jari 4,50.10⁴ m, efisiensi sebelum di twisted 85%, kemudian setelah di twisted menjadi 99,68%, riak arus keluaran 1,6% dan setelah di twisted menjadi sebesar 1,2%, induktansi dari tiga konduktor dimana masing-masing induktansi dari tiga konduktor tersebut sebesar L₁=L₂=L₃= 1,83 μH dengan diameter konduktor dengan jari-jari 4,50.10⁴ m, dengan efisiensi 92%, setelah di twisted menjadi sebesar 98,41% riak arus keluaran 1,2% menjadi 0,36%.

Key word: Twisted, magnetomotans, gyrator kapasitor, Cuk konverter, efisiensi, riak arus.

Abstract

Ripple is a kind of noise that disturb the quality of the system, such as gold electroplating, sponges, any kind of chemical processing, and other processing, current stability has a very important role. On the other hand, almost all processing has a quite large ripple. In chemical processing, current ripple which is allowed are around 2%. To minimalized the current ripple, many method has been introduced. In this paper, the current ripple is reduced by twisting two and three wire in Cuk Slobodan converter where Cuk converter was modified with two E type cores with three air gap. The size of parameter inductance L is the same with parameter in primary and secondary has the output ripple current more than 3% and efficiency of the core type is around 3.5%.

The new parameter such as: reluctance, self inductance, mutual inductance, lost tangent, flux density, ratio comparative coupling etc, was found in magnetic core and the winding as magnetic source in the primary and secondary winding where the winding is twisted with 50 degrees angle, where the efficiencies is calculated and simulated with Psimval 7.1.

The inductance of the two conductors are the same and have the inductance value of 2.27 μH with radius of 4,50.10⁴ m, having efficiency increase to 99.68% and the output ripple current decrease from 1.6% to 1.2%. the inductance of three conductors where L₁=L₂=L₃= 1,83 μH with the conductor radius 4,50.10⁴ m, the efficiency twisted with two E core type is 92% and twisted with four E core type increase to 98.41%, on the other hand the output of the ripple current decrease from 1.2% to 0.36%.

Key word: Twisted, magnetomotance, gyrator capacitor, Cuk Converter, efficiency, out put ripple current.

1. Pendahuluan

Berbagai proses industri seperti pada proses pelapisan dengan logam emas, pengecatan mobil, pewarnaan kain, proses elektroplating, proses kimia, pewarnaan benang, kualitas percetakan majalah atau koran dan proses lainnya. Kestabilan arus listrik memegang peranan yang sangat penting. Riak arus listrik sangat mempengaruhi kualitas proses diatas. Pada proses kimia riak yang diizinkan 2%. hampir semua proses yang ada memiliki riak arus keluaran yang cukup besar. Untuk mengecilkan riak arus ini dapat dilakukan berbagai cara diantaranya dengan mengatur sudut penyalaan dari konverter, dengan mengatur frekuensi atau dengan menyuntikkan sumber tegangan dan arus.

Cuk Slobodan konverter memiliki riak arus keluaran, riak arus keluaran diredam dengan rangkaian pendekatan gyrator kapasitor, untuk peredaman yang lebih besar maka konduktor kumparan primer dan sekunder digantikan dengan dua dan tiga konduktor yang kemudian di *twisted*

Gyrator-kapasitor yang dipakai sesuai dengan perencanaan peredaman arus yang diinginkan [1] baik bentuk atau bahan inti terbuat dari bahan yang mempunyai permeabilitas tinggi, bahan yang mempunyai permeabilitas tinggi akan menghasilkan efisiensi yang tinggi [1]. permeabilitas tinggi dapat meredam riak. Gyrator kapasitor merupakan suatu metode yang diaplikasikan dalam sebuah prototype yang dapat digunakan dimana saja, salah satu contoh pada power suplai [2], Pemasok sumber energi ini menggunakan Cuk Slobodan konverter dengan gyrator kapasitor.

Bahan dengan rugi-rugi yang sangat kecil disebut sebagai gyrator kapasitor [3]. Gyrator kapasitor ini diperoleh dengan menggunakan rangkaian pendekatan rangkaian magnet ke rangkaian listrik [4]. Dimana inti magnet berperan sebagai induktor dan kapasitor. Kumparan pada gyrator-kapasitor akan berfungsi sebagai sumber magnet yang membangkitkan gerak gaya listrik yang kemudian berperan sebagai sumber tegangan

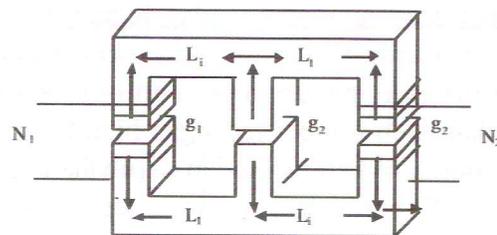
yang dapat mengontrol sumber arus, dan juga dapat berfungsi sebagai sumber arus yang mengontrol sumber tegangan [5]. Kumparan yang berisikan dua dan tiga konduktor yang di *twisted* mampu meredam riak sebesar 0,3% pada kondisi berbeban tahanan. Meskipun bahan inti terbuat dari ferrit. Gyrator kapasitor ini bekerja pada frekuensi 25 KHz. Bila kumparannya di *twisted*, dengan sudut *twisted* 50 derajat [6], akan menghasilkan frekuensi sampai orde GHz. Gyrator kapasitor berfungsi sebagai penguat energi, peredam riak arus keluaran [5]

2. Gyrator Kapasitor.

Gyrator sebagai pembangkit energi magnet dapat bekerja dengan rangkaian hybrid dan sebagai sumber arus. Gyrator diperoleh dari kumparan sebuah transformator yang terdiri dari dua inti berbentuk E diberi tiga celah udara lihat Gambar 1.

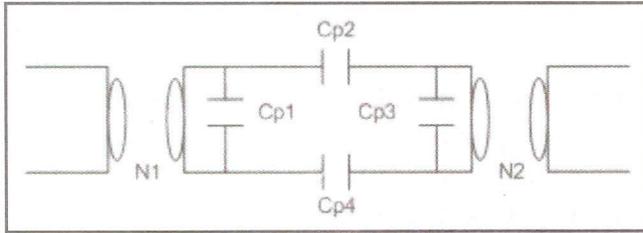
Inti magnet permanent seperti Gambar 1. merupakan gyrator kapasitor sebagai sumber arus yang mengontrol sumber tegangan. [1]

Persamaan rangkaian gyrator pada Gambar 2. secara matematis dinyatakan pada persamaan 1.



Gambar 1: Transformator dengan 2 type inti E dengan 3 celah udara

Dari transformator Gambar 1, kumparan primer ditinjau sebagai sumber tegangan yang dikontrol oleh sumber arus VCCS sedangkan pada kumparan sekunder sebagai sumber arus di kontrol oleh sumber tegangan CCVS. Sedang pendekatan rangkaian magnet ke rangkaian listrik ditunjukkan pada total kapasitans C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} dan C_{p4} seperti pada Gambar 2.



Gambar 2: Gyrator-kapasitor frekuensi tinggi yang dilengkapi flux magnetic

Dari Gambar 2. dapat diperhitungkan arus yang mengontrol sumber tegangan seperti persamaan 1.

$$i_a = V_s g^2 r_p + gE \tag{1}$$

Bila arus Gyrator diperhitungkan pada beban seperti persamaan 2.

$$i_a = gV_s \tag{2}$$

Dimana :

r_p = tahanan dalam, i_a = arus beban, i_s = arus sumber, g = konduktans gyrator, i_{sc} = Arus pada saat hubung singkat.

Gyrator kapasitor mampu membangkitkan kepekaan arus sumber terhadap tegangan sistem seperti persamaan (2). Pada persamaan (2) menunjukkan perubahan sumber arus di kendalikan oleh sumber tegangan lihat Gambar 2, bila menuju nol berarti setiap perubahan sumber arus terjadi perubahan sumber tegangan. Bila perubahan gerak gaya listrik tidak peka terhadap perubahan sumber arus.

Dari Tabel 1. merupakan data inti magnet permanent [6] dari Gambar 1. dengan perhitungan gyrator kapasitor [5] sehingga diperoleh parameter baru seperti reluktans, permeans dan lainnya. dari perhitungan konstanta geometri Gambar 1 pada persamaan

$$k_1 = r \sqrt{\omega \cdot \mu_0 \cdot \pi / 2\rho} = 1,7 \tag{3}$$

Tabel 1 : Nilai Reluktans dan Permeans dari inti magnet

Bagian Kaki Inti Gy-cap	Panjang Lintasan (cm)	Luas (cm ²)	Reluktans (AT/Wb) 10 ⁶	Permeans 10 ⁻⁶ (H)
Kaki Kiri Inti Gy-cap I ₄	0,97	0,2016	0,0383.	26,104.
Bagian II ₄ inti gy-cap	0,32	0,4032	0,0063.	158,256.
Kaki Tengah Inti Gy-cap III ₄	0,97	0,4032	0,0192.	52,208.
Bagian IV ₄ Inti Gy-cap	0,32	0,4032	0,0063.	158,256.
Kaki Kanan Inti Gy-cap V ₄	0,97	0,2016	0,0383.	26,104.

3. Kapasitor

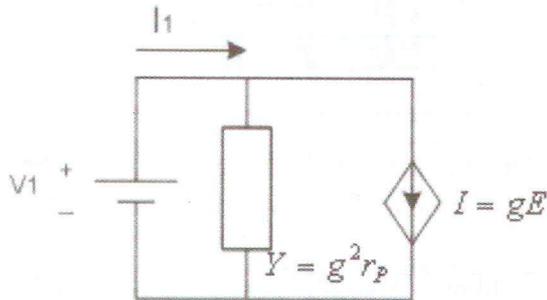
Geometri inti magnet permanent diperhitungkan sebagai besaran reluktans dan permeans seperti pada Tabel 1.

Dari Tabel 1. diperhitungkan nilai kapasitans yang diperoleh dari Gambar 1. dan memperhitungkan efisiensi saat sebelum dilakukan pendekatan. kemudian dilakukan pendekatan rangkaian listrik [5], kapasitas kapasitor sangat tergantung dari bahan magnet dan dielektrik yang dipilih [1], luas penampang, dan panjang bahan magnet permanent, serta permeabilitas bahan magnet seperti persamaan 3. dari persamaan 3 diperoleh permeans, besar permeans mendekati besaran kapasitans dan berbanding terbalik terhadap reluktans, bila gaya dipengaruhi reluktans diperoleh besar fluks yang dibangkitkan seperti persamaan 4.

Persamaan 1 di substitusi dengan persamaan 2. dan diasumsikan sebagai parameter hybrid maka diperoleh arus pada primer dan tegangan pada sekunder seperti persamaan [3]. Gyrator kapasitor merupakan rangkaian listrik kutub empat dengan parameter seperhybrid[1]

Arus seperhybrid (g) merupakan sumber tegangan

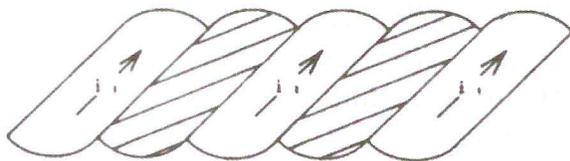
dikontrol oleh sumber arus yang dipengaruhi oleh seperhybrid dan sumber arus dikontrol oleh sumber tegangan juga dipengaruhi seperhybrid. Rangkaian seper hybrid atau gyrator sebagai sumber arus yang dikontrol oleh sumber tegangan. Gambar 3.



Gambar 3 : Gyrator sebagai sumber arus yang dikontrol tegangan.

4. Magnetomotans.

Magnetomotans merupakan sumber magnet, magnetomotans diperoleh dari dua dan tiga konduktor yang di twisted seperti Gambar 4.



Gambar 4 : Beberapa konduktor yang di twisted menjadi kumparan

Gambar 4. Menunjukkan dua dan tiga konduktor yang di twisted dengan sudut 50 derajat. Beberapa konduktor yang di twisted dibelitkan pada kaki inti magnet sehingga diperhitungkan sebagai magnetomotans. Magnetomotans ini dapat ditinjau sebagai kumparan primer dan kumparan sekunder, kumparan ditinjau sebagai induktans sendiri L dan induktans bersama M.

4.1. Induktans Sendiri

Bila kumparan yang berisikan dua konduktor diambil induktans sendiri seperti persamaan (4) dimana induktans satu kumparan diperhitungkan

tahanannya (5). Induktans dan tahanan kumparan dipengaruhi oleh konstanta geometri k (4)

$$L_{i1} \approx (\mu_0 I_1 / 2) [(1/k_1) - (1/64)(1/k_1^3)] \tag{4}$$

$$R_{A1} \approx R_{D1} [(1/4) + k_1 + (1/64)(1/k_1^3)] \tag{5}$$

4.2. Induktans Bersama

Garis gaya magnet dari Dua konduktor berjari-jari r1 dan r2 saling memperkuat sebagai induktans bersama seperti persamaan [3]

Induktans sendiri, induktans bersama, tahanan konduktor setelah di twisted dan para meter lain, diperhitungkan dalam mencari efisiensi seperti persamaan 6.

$$\eta = (R_L \cdot M^2 \cdot w^2) / \sqrt{[L_1 L_2 w^2 - M^2 w^2 - R_{A1} (R_L + R_{A2})]} + \sqrt{[L_1 w (R_L + R_{A2} + R_{A1} L_2 w)] [L_2 w]^2 + (R_L + R_{A2})^2} \cos \phi_1 \tag{6}$$

Persamaan 6 memperhitungkan efisiensi dari konduktor yang di twisted dengan perhitungan parameter dari table 3. sedang kondisi efisiensi sebelum di twisted seperti pada Tabel 2

Tabel 2 : Nilai efisiensi dari kumparan sebelum di twisted dan modifikasi

R ₁ 10 ⁻⁴ (Ω)	R _L (Ω)	φ ₁	C (%)	η (%)
4.	5	66,26	36	3,2
8.	5	82,1	48	4,3
16.	5	88,47	58	5

Gambar 1. merupakan geometri magnet permanent dua buah inti type E yang diberi tiga celah udara dengan parameternya, panjang, luas inti magnet permanent pada table 1. kemudian dicari tahanan dc R_{D1} dan tahanan ac R_{A1} dan jari jari konduktor R_L diperoleh induktans sendiri, induktans bersama dan konstanta seperti persamaan 3.

Dari parameter Tabel 1. dapat di hitung induktans dari magnetomotans dengan persamaan 4, 5 sehingga hasilnya ditabelkan pada Tabel 3.

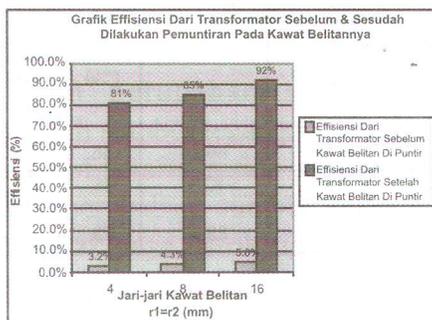
Tabel 3 : parameter baru dari kumparan Inti magnet dua type E

R_1	R_{D1}	R_{A1}	L_{11}	M	K	L_1
10^{-4} (m)	(Ω)	(Ω)	10^{-6} (H)	10^{-6} H		10^{-6} (H)
4.	0,1	0,19	1,09.	1,53.	0,5	3.
8.	0,026	0,095	0,55.	1,37.	0,6	2,27
16.	0,0064	0,045	0,28.	1,2.	0,66	1,83.

Dari Tabel 3. dapat dilihat makin kecil konduktor konstanta perbandingan tambah besar, parameter reluktansinya, sehingga dari Tabel 3. diperhitungkan efisiensi [6].

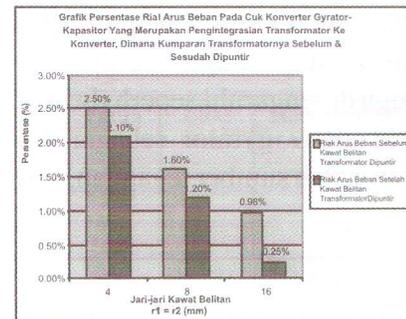
Parameter baru kumparan dari konduktor yang di *twisted*, kemudian data Tabel 3 juga memperhitungkan efisiensi baru ketika konduktor sudah di *twisted* lihat Tabel 4. perhitungan efisiensi dari parameter baru dapat dilihat tiga konduktor yang di *twisted*.

Tabel 3. Menunjukkan kondisi Cuk converter I di modifikasi. dengan dua inti E dan tiga celah udara, satu kumparan terdiri dari satu, dua, dan tiga konduktor kemudian diperhitungkan [6] maka untuk diameter 4×10^{-4} , 8×10^{-4} dan 16×10^{-4} m diperoleh efisiensi setelah di *twisted* 81 %, 85 % dan 92 % lihat Gambar 5.



Gambar 5 : Efisiensi kawat sebelum dan sesudah di *twisted* untuk dua inti E dan tiga celah udara.

Dari Gambar 5 menunjukkan efisiensi pada kumparan dimana konduktornya sebelum dan sesudah di *twisted*. Sebelum dan sesudah di *twisted* mampu mengecilkan riak dimana kondisi sebelum di *twisted* masing riak 2,5 % menjadi 2,1 %, 1,6% menjadi 1,2 % dan 0,85 % menjadi 0,25% lihat Gambar 6.



Gambar 6 : Grafik riak arus pada kawat sebelum dan sesudah di *twisted* pada dua inti E

Gambar 6. Menunjukkan pengecilan riak arus keluaran ketika dibebani tahanan masih terdapat riak seperti pada Gambar 6. kemudian dibebani beban RLC maka riak arus keluaran menjadi lebih dari 3 persen.

Ketika riaknya menjadi besar maka dilakukan penambahan inti magnet menjadi empat buah, sehingga dia meter konduktor pada kumparan juga diganti menjadi $2,25 \times 10^{-4}$, $4,5 \times 10^{-4}$ dan $6,75 \times 10^{-4}$ dengan mempertahankan nilai induktans pada saat sebelum modifikasi. kemudian dilakukan perhitungan lagi menggunakan persamaan 6, seperti pada perhitungan Tabel 3. sehingga diperoleh nilai baru induktans sendiri, kerapatan fluks, tahanan, efisiensi baru ketika konduktor di *twisted* seperti pada Tabel 4.

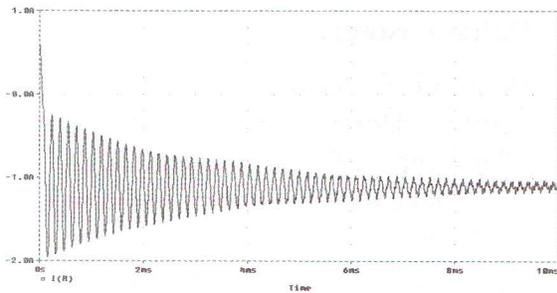
Tabel 4 : Nilai kapasitans dan efisiensi dan dari tiga kawat yang di *twisted* setelah rangkaian ekuivalennya dimodifikasi

Nilai variabel Tiga konduktor / kumparan	r_1 (m)		
	$2,25 \cdot 10^{-4}$ m	$4,50 \cdot 10^{-4}$ m	$6,75 \cdot 10^{-4}$ m
B (Wb/m^2)	0,043	0,020	0,011
R_p (Ω)	0,052	0,026	0,017
R_L (Ω)	5	5	5
Rea_1 (Ω)	0,976	0,864	0,715
Im_1 (A)	-0,036	-0,014	-0,008
C (%)	97,53	97,51	98,48
Rea_2 (Ω)	0,187	0,163	0,138
Im_2 (A)	0,039	0,017	0,009
$(\angle V_1 \& I_1)$	-13,89	-6,88	-4,37
η (%)	98,41	99,68	99,86

Tabel 4. menunjukkan kerapatan fluks B makin kecil konduktor kerapatan fluksnya makin besar, nilai kapasitansnya makin besar konduktor maka nilai kapasitansnya makin besar, efisiensinya lebih baik jika dibandingkan dengan Gambar 5.

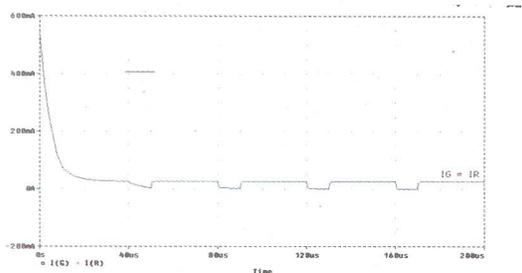
5. Analisa

Dalam menganalisa fungsi sudut puntir terhadap gyrator kapasitor dan pengaruhnya terhadap efisiensi system. Penelitian dilakukan simulasi Psim 8.1 dengan *chopper up* Yaitu Cuk Slobodan konverter. Dibawah ini disimulasikan kondisi Cuk konverter sebelum diberi dua inti magnet type E lihat Gambar 7.



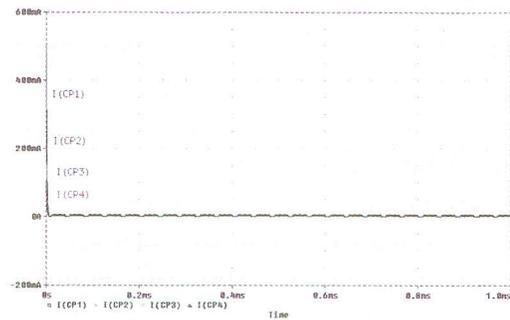
Gambar 7 : Arus keluaran Cuk Konverter sebelum dimodifikasi

Simulasi pada Cuk konverter dengan inti ferrit sebelum modifikasi seperti pada Gambar 5. riak arus keluaran mantap pada riak 3 %. Setelah dimodifikasi dengan menggantikan induktor Cuk konverter dengan dua konduktor dimana konduktor sisi primer dan sisi skundernya sama $L_1 = L_2 = 3$ H. Cuk konverter ini dibebani tahanan maka grafik dilihat pada Gambar 8.



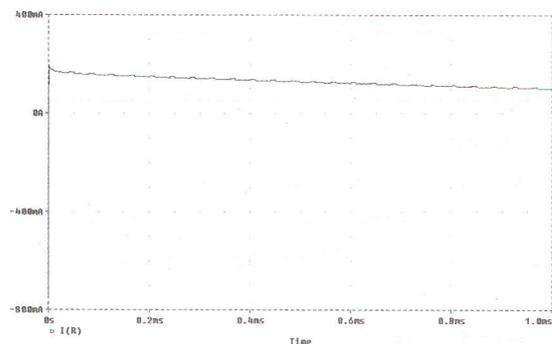
Gambar 8 : Grafik Arus Beban I_R terhadap Waktu sesudah di beri inti gyrator-kapasitor Untuk $L_1 = L_2 = 3$ H

Gambar 8. menunjukkan bahwa pada sisi primer sebagai gyrator menghasilkan grafik yang sama seperti pada beban, Gambar arus gyrator berhimpit dengan arus beban yang ditinjau pada sisi gyrator sebagai sumber tegangan yang mengontrol sumber arus (VCCS). Untuk melihat pengaruh inti magnet yang berfungsi sebagai kapasitor total dapat dilihat seperti pada Gambar 9.



Gambar 9 : Grafik Arus Kapasitor Pendekatan (I_{CP1} , I_{CP2} , I_{CP3} , I_{CP4}) Terhadap Waktu Untuk $R_G = 0,0064$ Ohm.

Gambar 9 menunjukkan besar arus pada masing masing kapasitor pendekatan. Arus Kapasitor Pendekatan I_{CP1} , I_{CP2} , I_{CP3} , I_{CP4} terhadap waktu untuk $R_G = 0,0064$ ohm. tahanan gyrator dapat dirubah ubah sesuai dengan kebutuhan beban, makin kecil nilai tahanan gyrator maka arus keluaran semakin kecil, ripel arus keluarannya lihat Gambar 10.



Gambar 10 : Arus saat dibebani RLC setelah Cuk konverter dimodifikasi dengan gyrator-kapasitor.

Setelah kapasitor pendekatan digabungkan dengan gyrator kemudian disimulasikan sehingga diperoleh Gambar 10. Dari Gambar 10, riak arus mulai teredam.

Dari Tabel 2 dan Tabel 3 di gambarkan diagram batang. Pada kurva batang diatas pada Gambar 6 menunjukkan riak arus keluaran setelah di *twisted* untuk dua inti magnet diberi tiga celah udara. Peredaman riak riak arus dari empat inti E dengan enam celah udara ditunjukkan pada Gambar 10. saat sebelum batang konduktor di *twisted* dan sesudah di *twisted*. Setelah *twisted* riak menjadi lebih kecil.

Pada Gambar 5 menunjukkan efisiensi dari kawat konduktor dari tembaga saat sebelum dan sesudah di *twisted*. Hal ini menunjukkan perbandingan efisiensi yang sangat berbeda. Untuk $r = 4.10^{-4}$ m, pada kondisi kawat belitan sebelum di *twisted* diperoleh riak arus keluaran sebesar 2,5 %, setelah di *twisted* menjadi 2,1 %. $r = 8.10^{-4}$ m, pada kondisi kawat belitan sebelum di *twisted* diperoleh riak arus sebesar 1,6 %, setelah *twisted* menjadi 1,2 % $r = 16.10^{-4}$ m, pada kondisi kawat belitan sebelum di *twisted* diperoleh riak arus sebesar 0,98 %, dan setelah di *twisted* menjadi 0,25 %. Ketika di rubah menjadi empat inti E riaknya berkisar 0,36 % seperti pada Gambar 10.

Effisiensi kumparan di *twisted* dimana untuk jari jari kawat belitan $r = 4.10^{-4}$ m, meningkat dari 3,2 % menjadi 81 %, untuk jari jari kawat belitan $r = 8.10^{-4}$ m, efisiensi meningkat dari 4,3 % menjadi 85 %, dan untuk jari jari $r = 16.10^{-4}$ m, efisiensi meningkat dari 5 % menjadi 92 %. Kemudian di buat empat buah inti E dengan konduktor yang berbeda tetapi nilai induktans sisi primer dan sekundernya sama terjadi peningkatan efisiensi menjadi 98,41 %, 99,68 dan 99,86%.

6. Kesimpulan

Untuk memperkecil riak arus keluaran dapat dilakukan dengan merubah tahanan Gyrator dengan jalan *twisted*, dimana semakin kecil tahanan gyrator R_G maka dapat memperkecil riak

arus keluaran Efisiensi sebelum di *twisted* sebesar dengan *twisted* 92 % menjadi 99,86 %

Riak arus keluaran sebelum di *twisted* 2,5 % ketika di *twisted* dengan dua inti E menjadi 2,1% sesudah di *twisted* dengan empat buah inti E dan tiga buah konduktor jari-jari $2,25.10^{-4}$ m. menjadi 0,36 % efisiensinya 98,41%.

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih sebesar besarnya kepada Redaksi Jurnal PPET dan reviewer sehingga penulisan paper ini dapat diterbitkan.

7. Daftar Pustaka.

1. Herawati Ys *Student member IEEE*, Eko Tjipto. *Member IEEE*. Iwa Garniwa, "Performance Electromagnetic Band Gap in E Type Make High Frequency and Low Ripple," *ISAP 2006*.
2. A. 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.
3. David C. Hamil, "Lumped Equivalent Circuit Of Magnetic Componen, *The Gyrator Capacitor Approach*", *IEEE Transaction On Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, April 1993.
4. Jawad Faiz, B. Abed-Ashtiani, and M. R. Byat, "Lumped Complete Equivalent Circuit of a Coreless High-Frequency Transformer", *IEEE Transaction On Magnetic*, Vol. 33, No. 1, January 1997.
5. Hj. Herawati A, Ir. MT, Thesis, "Perancangan konverter Cuk Slobodan Akumulasi Energi Dengan Metoda Pendekatan Rangkaian Magnet Gyrator Kapasitor untuk meminimisasi Arus Riak".6.
6. H. M. Schlicke, Dr.-ing., "Essentials of Dielectromagnetic Engineering", *John Wiley & Sons, Inc*, New York, London 1961.

Pembuatan Konduktor Rangkaian Mikrostrip dengan Teknologi Thin Film

Lia Muliani¹, Gandi S¹, Lilis R¹, Totok M.S Soegandi¹

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET)LIPI

Jl. Sangkuriang Kampus LIPI Bandung 40135

Telp :022-2504660 Fax : 022-2504661

Email: lia@ppet.lipi.go.id

Abstract

Thin film technology for microstrip circuits has been investigated at our laboratory. The aim of this research is to know the influential factors in forming strip conductor dimension. The frequency characteristic of microstrip is influenced by strip conductor dimension. This paper described process of forming thin film conductor of Band Pass Filter component using Sputtering and electroplating methods. The Alumina ceramic substrate of 99.5% purity is used and conductor material which consists of Chromium (Cr), Copper (Cu), and Gold (Au) are deposited on it. The dimension measurement showed deviation around 0-2.2%

Keywords: Thin film technology, microstrip circuit

Abstrak

Teknologi lapis tipis untuk rangkaian mikrostrip telah diteliti di laboratotium kami. Tujuan penelitian ini adalah untuk mengetahui faktor-faktor yang berpengaruh pada pembentukan dimensi jalur konduktor. Dimensi jalur konduktor akan mempengaruhi karakteristik frekuensi rangkaian mikrostrip. Pada tulisan ini diuraikan proses pembentukan konduktor lapisan tipis untuk prototipe komponen Band Pass Filter menggunakan metoda Sputtering dan elektroplating. Bahan konduktor Krom (Cr), Tembaga (Cu), dan Emas (Au) dideposisikan di atas substrat keramik alumina (Al_2O_3) kemurnian 99,5%. Hasil pengukuran dimensi rangkaian menunjukkan penyimpangan dimensi sekitar 0-2,2%.

Kata kunci: Teknologi lapis tipis, rangkaian Mikrostrip

1. Pendahuluan

Teknologi lapis tipis (*thin film*) sekarang ini merupakan salah satu kunci teknologi di masyarakat industri elektronika modern. Teknologi ini memiliki keunggulan dari segi kepresisian dimensi, akurasi serta kehandalannya. Salah satu langkah proses yang terpenting dalam teknologi ini adalah proses deposisi materialnya baik berupa material isolator, material konduktor ataupun material lapisan aktif lainnya [1].

Teknologi lapis tipis banyak digunakan pada sirkuit-sirkuit elektronika yang memiliki kehandalan dan frekuensi yang tinggi seperti rangkaian gelombang mikro (*microwave circuits*) [1].

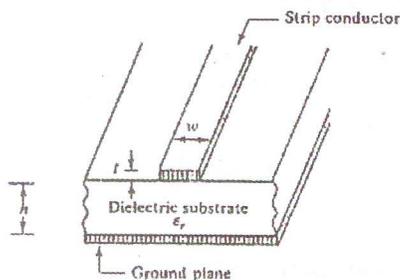
Perancangan dan fabrikasi komponen frekuensi tinggi pada gelombang mikro memiliki persyaratan yang cukup kompleks, tidak sederhana dalam perancangan atau membuat komponen untuk frekuensi rendah, sehingga dalam pembentukan jalur konduktornya diperlukan teknik proses yang tepat. Besarnya frekuensi

rangkaian sangat dipengaruhi oleh dimensi rangkaian, yang meliputi lebar jalur dan ketebalan dari lapisan konduktor. Penelitian proses pembentukan lapisan konduktor dengan teknologi lapisan tipis diperlukan untuk mendapatkan lebar jalur yang presisi sehingga mengurangi losses pada saluran transmisi [2].

Pada tulisan ini akan diuraikan hasil penelitian proses pembentukan lapisan konduktor thin film untuk rangkaian mikrostrip dengan teknik Sputtering dan elektroplating. Prototipe komponen mikrostrip yang dibuat adalah komponen Band Pass Filter (BPF) yang bekerja.

2. Rangkaian Mikrostrip

Rangkaian mikrostrip terdiri atas konduktor yang berbentuk strip, lapisan pertanahan (*ground*), dan bahan dielektrik antara keduanya. Lebar strip konduktor adalah w , ketebalan lapisan konduktor adalah t sedangkan ketebalan bahan dielektrik sebagai substrat adalah h , seperti ditunjukkan pada gambar. 1 [3] Pada aplikasi frekuensi tinggi, nilai h berkisar antara 0,1 mm sampai dengan 2 mm dan t berkisar antara 1 mikron sampai 30 mikron [3]



Gambar 1 : Struktur dasar mikrostrip [3]

Struktur dasar mikrostrip yang terbuka ini menyebabkan saluran ini peka terhadap berbagai gangguan interferensi dari luar, serta rugi-rugi radiasinya menjadi relatif besar. Keuntungan dari struktur ini adalah memberikan kemudahan dalam proses pembuatan rangkaian dan pemaduannya dengan komponen lain (komponen aktif maupun pasif). Hal ini menyebabkan struktur mikrostrip

banyak dipilih pada aplikasi rangkaian gelombang mikro. [3]

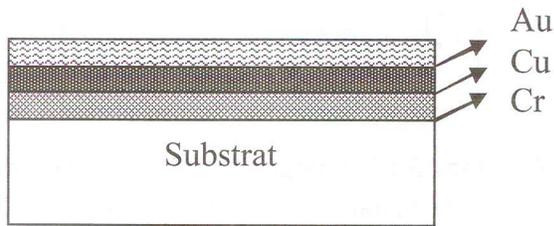
3. Konduktor Thin Film

Konduktor secara umum memiliki fungsi bermacam-macam, antara lain sebagai jalur interkoneksi, terminasi resistor, tempat pemasangan divais, sebagai elektroda untuk kapasitor, saluran transmisi dan tempat pemasangan lead. Aplikasi konduktor tipis banyak digunakan pada sirkit dengan tingkat kepresisian dan kepadatan tinggi, khususnya sirkit gelombang mikro. Fungsi dari konduktor lapisan tipis untuk aplikasi ini biasanya sebagai saluran transmisi dan jalur interkoneksi.

Pembentukan konduktor lapisan tipis dapat dilakukan dengan beberapa metode, antara lain : teknik CVD (*Chemical Vapor Deposition*), yaitu deposisi lapisan dengan mengalirkan gas yang mengandung $\text{SiH}_2\text{Cl}_2/\text{N}_2\text{O}$ dalam reaktor pemanas; teknik evaporasi yaitu deposisi lapisan dengan cara menguapkan logam dengan pengaturan suhu dan tekanan dalam ruang vakum; dan teknik Sputtering, yaitu deposisi lapisan karena adanya proses terpentalnya materi dari suatu permukaan zat padat (berupa target) akibat adanya tumbukan ion dari partikel yang berenergi tinggi terhadap katoda logam (target). Proses ini terjadi karena adanya tegangan sekitar 500-5000Volt antara anoda dan katoda dan gas inert (Argon) dalam ruang vakum [4]. Lapisan tipis konduktor dideposisi di atas sebuah substrat.

Pada penelitian ini substrat yang digunakan adalah substrat Alumina (Al_2O_3). Deposisi lapisan konduktor Thin Film terdiri atas lapisan adesif, lapisan antara dan lapisan utama. Lapisan adesif (*adhesive layer*), berfungsi untuk membuat ikatan konduktor yang baik dengan substrat. Biasanya ikatan ini terbentuk dari metal yang mempunyai resistivitas tinggi. Bahan logam yang biasa digunakan adalah kromium (Cr), Tantalum (Ta),

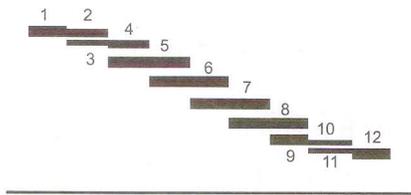
Nikel-chrom (NiCr). Lapisan antara (*barrier layer*) berfungsi untuk mencegah interdifusi antara dua logam yang berbeda. Logam tembaga (Cu) dan paladium (Pd) adalah logam yang biasa digunakan. Lapisan utama untuk konduktor rangkaian *microwave*, harus memiliki konduktivitas yang tinggi, mudah berikatan dengan logam lain, mudah penanganannya dan tidak mudah teroksidasi. Bahan konduktor yang paling banyak digunakan ialah emas (Au). Penampang lapisan tipis konduktor untuk rangkaian gelombang mikro dengan struktur Cr-Cu-Au ditunjukkan pada Gambar 2.



Gambar 2 : Deposisi Konduktor

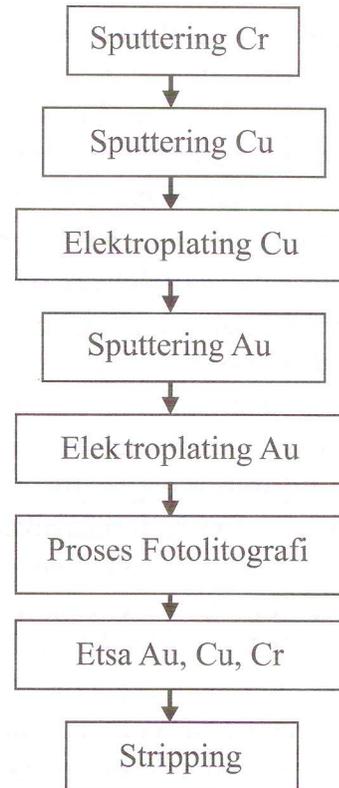
4. Metodologi

Tujuan dari penelitian ini adalah mengetahui pembuatan rangkaian mikrostrip dengan teknologi lapisan tipis. Prototipe rangkaian yang dibuat adalah Band Pass Filter dengan frekuensi kerja 10,5 GHz. Disain pola rangkaian ditunjukkan pada Gambar.3



Gambar 3 : Rangkaian Band Pass Filter

Proses pembuatan rangkaian mikrostrip BPF dilakukan dengan teknologi thin film melalui tahapan proses seperti pada gambar.4



Gambar 4 : Tahapan Proses

Deposisi lapisan konduktor dilakukan dengan metoda sputtering dan elektroplating. Peralatan sputtering yang digunakan adalah type ARC-12M Plasma Science. Substrat yang digunakan adalah keramik alumina dengan kemurnian 99,5% ketebalan 635 mikron dan konstanta dielektrik sebesar 9,8 [5]. Konduktor lapisan tipis yang terbentuk dengan metoda Sputtering menghasilkan ketebalan dibawah 1 mikron. Untuk mendapatkan ketebalan sekitar 3-4 mikro, maka proses deposisi dilakukan juga dengan teknik elektroplating. Proses elektroplating dilakukan dalam dua tahap, yaitu elektroplating Cu dan elektroplating Au.

Tahapan proses diawali dengan Sputtering Cr selama 2 menit dilanjutkan dengan sputtering Cu selama 30 menit. Proses sputtering berlangsung pada kondisi vakum, tekanan gas Argon 4 mTorr dan daya 100 Watt. Pada tahapan ini dilakukan pula karakterisasi proses deposisi dengan variasi tekanan gas argon untuk deposisi lapisan

konduktor Cu dan karakterisasi deposisi jenis logam Cu, Cr, Pd dan Au.

Setelah sputtering Cu dilanjutkan dengan proses electroplating Cu. Larutan electroplating Cu yang digunakan adalah larutan tembaga sulfat yang merupakan campuran dari larutan H₂SO₄ dan CuSO₄ dengan lempeng tembaga sebagai anoda. Proses dilakukan selama 2 dengan arus sekitar 0,1 Amper. Proses electroplating emas dilakukan sesudah proses sputtering Au selama 10 menit. Konduktor lapisan tipis yang terbentuk dengan metoda Sputtering menghasilkan ketebalan dibawah 1 mikron. Untuk mendapatkan ketebalan sekitar 3-4 mikro, maka proses deposisi dilakukan juga dengan teknik electroplating. Proses electroplating dilakukan dalam dua tahap, yaitu elektroplating tembaga selama 2 jam dan elektroplating emas selama 10 menit Proses electroplating Au menggunakan larutan emas sianida dengan campuran NaCN, dan NaOH. Anoda yang digunakan adalah anoda emas berupa sheet.

Setelah deposisi lapisan konduktor, pola rangkaian dibentuk dengan menggunakan teknik fotolitografi menggunakan resis positif dilanjutkan dengan proses etsa basah. Proses etsa emas dan tembaga menggunakan larutan kimia KI dan I₂, sedangkan untuk proses etsa Cr menggunakan larutan kimia Ammonium cerium Nitrat.

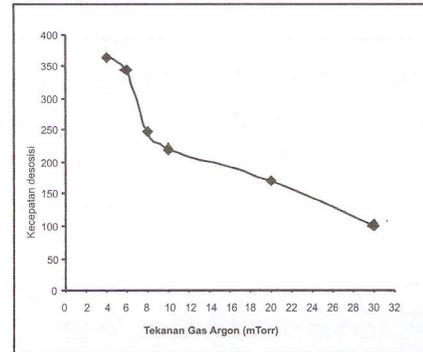
Pengukuran dimensi jalur konduktor yang terbentuk dilakukan dengan menggunakan Profile Projektor untuk mengetahui besarnya penyimpangan dimensi berupa panjang atau lebar jalur konduktor hasil rancangan dengan hasil proses.

5. Hasil dan Pembahasan

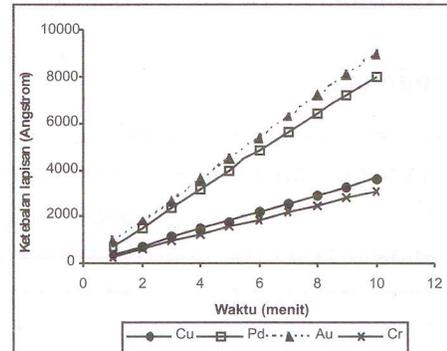
Dalam pembentukan pola lapisan konduktor thin film untuk rangkaian mikrostrip banyak faktor yang harus diperhatikan. Proses deposisi, proses fotolitografi dan proses etsa akan sangat

mempengaruhi dimensi jalur konduktor yang terbentuk.

Hasil percobaan karakterisasi proses deposisi dengan variasi tekanan gas Argon ditunjukkan pada Gambar.5. Dari gambar terlihat bahwa semakin besar tekanan gas Argon yang diberikan maka kecepatan deposisi semakin kecil.



Gambar 5 : Hubungan tekanan gas Argon terhadap kecepatan deposisi



Gambar 6 : Pengaruh jenis logam terhadap proses deposisi

Gambar 6 menunjukkan hubungan kecepatan deposisi terhadap jenis logam (Cu, Cr, Pd, Au). Terlihat bahwa Au merupakan material logam yang lebih lunak sehingga kecepatan deposisinya lebih besar dibandingkan dengan logam Cu, Cr dan Pd. Logam Cr memiliki kecepatan deposisi yang lebih kecil dibanding Cu dan Pd. Proses deposisi ini berlangsung dengan parameter proses yang sama yaitu tekanan gas Argon 4 mTorr dan daya 100Watt.

Pada penelitian ini komposisi lapisan konduktor yang dibuat adalah Cr/Cu/Au dengan resistivitas lapisan 0,47 Ohm/□. Ketebalan lapisan konduktor untuk rangkaian mikrostrip 3-4 kali skin depth [2] sehingga untuk menambah ketebalan lapisan selain dengan metode seputtering, dilanjutkan dengan metode elektroplating.

Proses elektroplating pada penelitian ini dilakukan dalam dua tahap, yaitu elektroplating tembaga dan elektroplating emas. Elektroplating tembaga menggunakan larutan tembaga sulfat sedangkan elektroplating emas menggunakan larutan sianida emas. Besarnya arus yang diberikan pada proses elektroplating sangat berpengaruh pada kualitas lapisan konduktor yang dihasilkan. Semakin besar arus maka kecepatan deposisi lebih cepat. Apabila proses pelapisan dengan arus yang besar dan waktu yang lama maka lapisan yang dihasilkan tebal akan tetapi adhesivitas lapisan kurang baik sehingga lapisan mudah mengelupas.

Untuk mendapatkan lapisan konduktor yang tebal, kualitas permukaan lapisan dan daya adhesivitas yang baik, maka diperlukan arus yang kecil (optimal) dengan waktu yang lama. Pada penelitian ini arus yang digunakan adalah 0,1 Amper dengan waktu 2 jam untuk elektroplating Cu dan 10 menit untuk elektroplating Au.

Setelah proses deposisi lapisan konduktor dilanjutkan proses pembentukan pola rangkaian dengan metoda fotolitografi. Dimensi jalur konduktor diukur dengan profile proyektor dan dibandingkan dengan dimensi hasil rancangan. Hasil pengukuran ditunjukkan pada tabel.1 dan tabel.2 Dimensi pola konduktor berupa panjang dan lebar jalur hasil rancangan dengan hasil proses tidak terlalu banyak mengalami penyimpangan. Persen penyimpangan antara 0–2,2%

Tabel.1 Data pengukuran panjang jalur

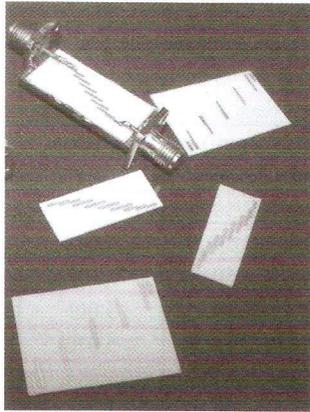
Kode	Rancangan (mm)	Hasil proses (mm)	Penyimpangan (%)
L1	2.50	2.547	1.88
L2	2.59	2.596	0.232
L3	2.59	2.594	0.154
L4	2.50	2.519	0.76
L5	5.09	5.001	1.749
L6	5.09	5.010	1.572
L7	5.09	5.014	1.493
L8	5.09	5.002	1.729
L9	2.50	2.515	0.600
L10	2.59	2.599	0.347
L11	2.59	2.599	0.347
L12	2.50	2.501	0.04

Tabel.2 Data pengukuran lebar jalur

Kode	Rancangan (mm)	Hasil proses (mm)	Penyimpangan (%)
W1	0.635	0.645	1.575
W2	0.413	0.418	1.211
W3	0.413	0.422	2.179
W4	0.635	0.645	1.575
W5	0.635	0.638	0.472
W6	0.635	0.636	0.157
W7	0.635	0.636	0.157
W8	0.635	0.640	0.787
W9	0.635	0.624	1.732
W10	0.413	0.422	2.179
W11	0.413	0.406	1.695
W12	0.635	0.633	0.315

Secara umum penelitian proses thin film untuk rangkaian mikrostrip telah dapat dilakukan dengan baik. Proses pembentukan lapisan konduktor yang tepat untuk menghasilkan lebar dan panjang jalur yang presisi akan mengurangi losses pada saluran transmisi dan dielektrik. Penyimpangan dimensi yang kecil, diharapkan rangkaian mikrostrip yang dihasilkan dengan proses ini memiliki karakteristik frekuensi yang baik.

Prototipe komponen mikrostrip yang dibuat pada penelitian ini ditampilkan pada gambar.7



Gambar 7 : Prototipe komponen BPF

6. Kesimpulan

1. Proses pembuatan rangkaian mikrostrip dengan teknologi thin film telah dilakukan di PPET-LIPI.
2. Pembentukan konduktor lapisan tipis sangat dipengaruhi oleh proses deposisi konduktor dan proses pembentukan pola konduktor (proses fotolitografi dan etsa).
3. Tekanan gas argon dan jenis material pada proses deposisi merupakan faktor yang mempengaruhi dimensi jalur konduktor dihasilkan.
4. Penyimpangan dimensi pada penelitian ini cukup kecil yaitu sekitar 0-2,2%, diharapkan rangkaian mikrostrip yang dihasilkan memiliki losses saluran transmisi yang kecil dan karakteristik frekuensi yang baik.

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih kepada LIPI dan PPET-LIPI yang telah memfasilitasi penelitian ini dalam Kegiatan Penelitian Dan Pengembangan IPTEK DIPA Tematik 2007 dan 2008. Terima kasih juga buat rekanrekan peneliti dan teknisi atas bantuan dan kerjasamanya yang baik.

7. Daftar Pustaka

1. Maissel, Leon I & Reinhard Glang, "*Handbook of Thin Film Technology*", New York Mc.Graw Hill, Inc, 1970.
2. G. Sugandi., "Pembuatan Rangkaian Tapis Lolos rendah 2 GHz Mikrostrip dengan Teknologi Thick Film Hybrid", *Tugas Akhir, Politeknik ITB*, Bandung, 1996
3. Y.Wahyu., Y.Yulius., L. Retnaningsih., "Perancangan Penguat Frekuensi Tinggi (902-928 MHz) dengan menggunakan Teknologi Film Tebal"., *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi*, Nov-Des 2003.
4. Kiyotaka W., Shigeru H., "Handbook of Sputter deposition Technology", , *Noyes Publications*, Japan, 1992
5. Hoffmann, R.K., "Handbook of Microwave Integrated Circuits" *Artech House, Inc*, Norwood, 1987

Rancang Bangun Sintesiser Frekuensi untuk Sistem Komunikasi Rural

Purwoko Adhi, Dayat Kurniawan, Ratna Indra Wijaya, Ros Sariningrum

Puslit. Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

JL. Sangkuriang Komplek LIPI Bandung 40135, telp. 2504661, fax. 2504659

Email: purwoko@ppet.lipi.go.id

Abstract

Communication systems required to work at different frequencies within a particular range, such as a rural communication system, need an electronic system called frequency synthesizer. A frequency synthesizer allows the generation multiple frequencies within its working frequency range. This paper describe the development of a frequency synthesizer based on Voltage Controlled Oscillator (VCO) and Phase Lock Loop (PLL) with a desired frequency range between 120 and 190MHz and desired output power of about 100mW. The main components of the frequency synthesizer are LMX2322 and ATmega8535. LMX2322 is programmed using ATmega8535 by changing the values of N and R registers to lock at a desired frequency. Measurements show that the frequency synthesizer is able to lock to any frequency between 120 and 195MHz, producing signals with a power of about 63,095mW.

Keywords: frequency synthesizer, VCO, PLL, oscillator

Abstrak

Sistem komunikasi yang diharapkan dapat bekerja pada beberapa frekuensi yang berbeda pada band tertentu, seperti sistem komunikasi rural, membutuhkan sebuah sistem elektronika yang disebut sintesiser frekuensi. Sintesiser frekuensi memungkinkan pembangkitan beberapa frekuensi dalam rentang kerjanya. Tulisan ini membahas pengembangan sebuah sintesiser berbasis VCO dan PLL, dengan rentang frekuensi yang diinginkan antara 120 dan 190 MHz dan power output yang diinginkan sekitar 100mW. Komponen utama dari sintesiser tersebut adalah LMX2322 dan ATmega8535. LMX2322 diprogram menggunakan ATmega8535 dengan mengubah nilai register N dan R supaya terkunci pada frekuensi yang diinginkan. Hasil pengukuran menunjukkan sintesiser frekuensi bisa mengunci pada frekuensi manapun di antara 120 dan 195 MHz, menghasilkan sinyal dengan daya sekitar 63,095 mW.

Kata kunci: sintesiser frekuensi, VCO, PLL, oscillator

1. Pendahuluan

Perkembangan dalam bidang telekomunikasi di Indonesia akhir-akhir ini sangat pesat. Hal ini ditandai dengan meningkatnya jumlah saluran telepon yang tentu saja menunjukkan peningkatan jumlah pengguna saluran telepon rumah dan meningkatnya jumlah operator telepon seluler yang dibarengi dengan meningkatnya jumlah pengguna telepon seluler. Sayangnya, karena situasi di mana mereka tinggal, banyak saudara-saudara kita tidak

turut menikmati hingar-bingar pesatnya pembangunan bidang telekomunikasi ini. Padahal mereka juga sangat membutuhkan sarana telekomunikasi untuk kebutuhan bisnis maupun non bisnis mereka. Hal ini di alami oleh mereka yang tinggal di daerah terpencil/pedesaan/rural. Alasan bahwa secara ekonomis tidak menguntungkan bagi operator telekomunikasi untuk memasang sarana telekomunikasi bagi mereka, memang bisa dipahami. Namun

selayaknya ada upaya tertentu untuk pemeratakan pembangunan di Indonesia ke seluruh wilayah Indonesia, termasuk dalam bidang telekomunikasi. Hal ini perlu untuk menghindari disintegrasi bangsa yang muncul di beberapa daerah akhir-akhir ini. Maka untuk mengatasi masalah tersebut dibuatlah sistem telekomunikasi rural yang akan menjadi jembatan bagi masyarakat pedesaan untuk menikmati layanan telekomunikasi. Salah satu sistem elektronika yang mendukung sistem telekomunikasi yang sedang dikembangkan adalah sintesiser frekuensi.

2. Dasar Teori

2.1 VCO dan PLL sebagai Sintesiser Frekuensi

Sintesiser frekuensi adalah sebuah sistem elektronika untuk membangkitkan sebuah rentang frekuensi dari sebuah osilator atau dasar waktu tunggal yang tetap. Sintesiser frekuensi terdapat pada banyak perangkat modern, seperti penerima radio, telepon genggam, radiotelepon, walki talki, radio CB, penerima satelit, sistem GPS dan sebagainya.

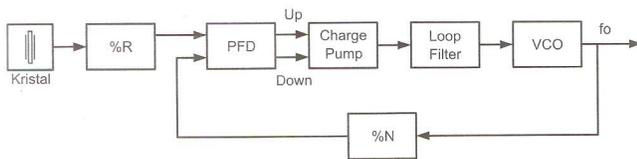
Sebelum penggunaan sintesiser secara meluas, radio dan televisi menggunakan tuning manual pada osilator lokal. Perubahan suhu dan umur komponen menyebabkan pergeseran frekuensi. Pengendalian frekuensi secara otomatis (AFC) bisa menyelesaikan beberapa masalah pergeseran frekuensi, akan tetapi retuning manual sering kali diperlukan. Karena frekuensi pemancar biasanya sudah kita ketahui dan sangat stabil, sebuah cara untuk membangkitkan frekuensi yang tetap dan stabil akan menyelesaikan masalah. Sebuah pemecahan yang sederhana dan efektif menggunakan beberapa resonator atau osilator yang stabil untuk masing-masing frekuensi *tuning*. Kristal kuarsa menyediakan kestabilan yang baik dan sering digunakan untuk tujuan ini. Teknik ini sangat praktis ketika hanya dibutuhkan jumlah frekuensi yang kecil, namun menjadi mahal dan

kurang praktis pada banyak aplikasi.

Banyak teknik koheren dan inkoheren telah digunakan selama bertahun-tahun. Beberapa pendekatan termasuk *phase locked loop* (PLL), *double mix*, *triple mix*, *harmonic*, *double mix divide*, dan *direct digital synthesis* (DDS). Pemilihan pendekatan tergantung pada beberapa faktor, seperti biaya, kompleksitas, ukuran step frekuensi, switching rate, phase noise, dan spurious output. Koheren teknik membangkitkan frekuensi dari sebuah frekuensi tunggal, osilator master yang stabil. Dalam banyak aplikasi, osilator kristal jamak, namun resonator dan sumber frekuensi lain bisa juga digunakan. Inkoheren teknik menurunkan frekuensi-frekuensi dari beberapa osilator yang stabil, biasanya melalui perkalian, pembagian, penambahan/pengurangan frekuensi (*mixing*). Sebagian besar sintesiser dalam aplikasi komersial menggunakan teknik koheren karena sederhana dan biaya rendah.

2.2 PLL

Sebuah PLL memiliki fungsi yang mirip pada frekuensi dengan AGC pada tegangan. Diagram blok PLL dapat dilihat pada Gambar 1. PLL membandingkan frekuensi dari dua sinyal dan menghasilkan sinyal error yang berbanding lurus dengan perbedaan antara kedua frekuensi input. Sinyal eror tersebut digunakan untuk mengendalikan sebuah VCO yang menghasilkan frekuensi. Frekuensi ini kemudian diumpan balikkan ke input dari sistem melalui sebuah pembagi frekuensi dan membentuk sebuah umpanbalik negatif. Jika frekuensi output bergeser, sinyal eror akan naik/turun dan mengakibatkan frekuensi bergeser ke arah yang berlawanan untuk menurunkan/menaikkan sinyal error. Dengan demikian output terkunci pada frekuensi pada input kedua. Input kedua ini disebut frekuensi referensi dan dihasilkan oleh osilator berbasis kristal dengan frekuensi yang sangat stabil.



Gambar 1 : Sintesiser Frekuensi Berbasis PLL dan VCO

Kunci kemampuan sebuah sintesiser frekuensi untuk menghasilkan frekuensi jamak adalah pembagi yang ditempatkan antara output dan input umpan balik. Biasanya dalam bentuk pencacah digital, dengan sinyal output sebagai sinyal *clock*. Pencacah diberikan nilai cacah awal, dan mencacah mundur pada tiap siklus sinyal *clock*. Ketika mencapai nol, output pencacah tersebut berubah status dan nilai cacah awal kembali diisi. Rangkaian ini bisa diimplementasikan secara langsung dengan flip-flop, dan karena sifatnya yang digital, sangat mudah untuk disambungkan ke komponen digital lain atau mikroprosesor. Hal ini memungkinkan output frekuensi dengan mudah dikendalikan oleh sebuah sistem digital.

Dalam praktek sintesiser frekuensi jenis ini tidak bisa beroperasi pada rentang frekuensi yang sangat lebar, karena pembanding akan memiliki lebar band yang terbatas dan mengalami masalah aliasing. Ini akan mengakibatkan situasi *locking* palsu, atau ketidak mampuan untuk *lock* sama sekali. Di samping itu, sangat sulit untuk membuat VCO dengan frekuensi tinggi yang bisa bekerja pada rentang yang sangat lebar. Ini disebabkan beberapa faktor, namun batasan utamanya adalah rentang kapasitansi yang terbatas dari dioda varaktor. Akan tetapi, dalam sebagian besar sistem di mana sintesiser digunakan, kita tidak mencari rentang yang sangat lebar, melainkan sejumlah frekuensi pada rentang tertentu, seperti sejumlah kanal radio pada *band* tertentu.

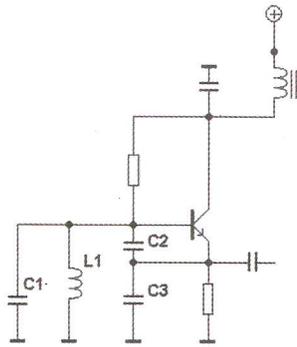
Aspek praktis selanjutnya menyangkut seberapa banyak sistem bisa berpindah dari satu kanal ke kanal lain, waktu yang dibutuhkan untuk

lock ketika pertama kali dinyalakan, dan seberapa banyak noise pada output. Semua ini tergantung pada loop filter dari sistem, yang berupa low pass filter yang ditempatkan antara output pembanding frekuensi dan input dari VCO. Biasanya output dari pembanding frekuensi adalah dalam bentuk pulsa eror pendek, namun input VCO harus berupa tegangan DC yang rata dan tanpa noise. Noise pada sinyal ini akan mengakibatkan modulasi frekuensi pada VCO. Pemfilteran yang kuat akan mengakibatkan VCO lambat dalam menanggapi perubahan, mengakibatkan pergeseran frekuensi dan waktu tanggap yang lambat, namun pemfilteran yang lemah akan menghasilkan noise dan masalah lain dengan harmonik. Dengan demikian perancangan filter sangat kritis terhadap performansi sistem dan memang merupakan daerah utama di mana perancang akan berkonsentrasi ketika membangun sistem sintesiser.

3. Perancangan

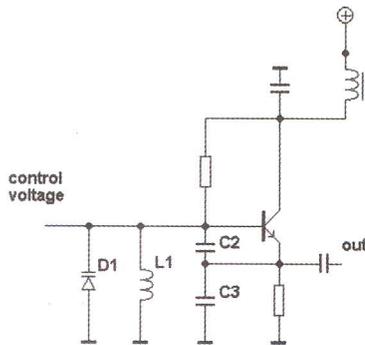
3.1 VCO dan PLL

VCO dirancang dari rangkaian dasar osilator sebagaimana diilustrasikan pada Gambar 2. Rangkaian osilator pada Gambar 2. akan menghasilkan output dengan frekuensi yang merupakan fungsi dari nilai C_1 , C_2 , C_3 , dan L_1 . Frekuensi ini juga ditentukan oleh karakteristik dari transistor yang digunakan. Dengan demikian, rangkaian tersebut dapat menghasilkan frekuensi yang dapat berubah-ubah, apabila salah satu dari komponen di atas diganti dengan komponen yang bisa diubah nilainya. Komponen yang banyak digunakan untuk keperluan ini adalah Varactor. Varactor adalah dioda yang memiliki kapasitansi internal yang nilainya tergantung dari tegangan antara anoda dan katodanya. Dengan mengganti C_1 dengan Varactor D_1 , maka kita mendapatkan rangkaian dasar VCO seperti pada Gambar 3 [5].



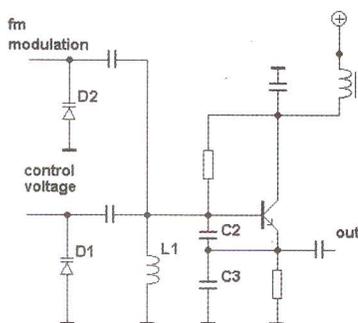
Gambar 2 : Rangkaian Dasar Osilator

Rangkaian pada Gambar 3. akan menghasilkan output dengan frekuensi yang dapat diatur dengan mengubah tegangan pada D1.



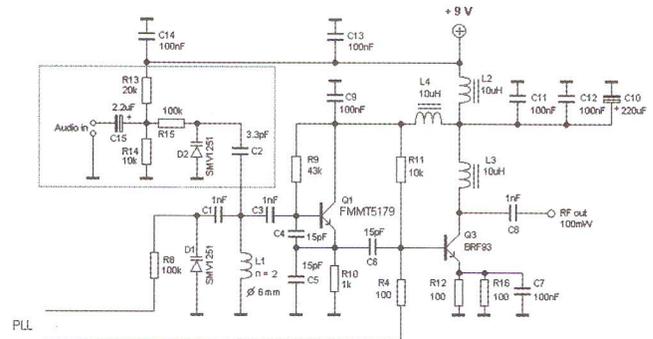
Gambar 3 : Rangkaian Dasar VCO

Frekuensi output dapat dimodulasi FM dengan menumpangkan sinyal pemodulasi pada tegangan kontrol. Namun, solusi yang lebih baik adalah dengan menyediakan varaktor yang terpisah untuk pengaturan frekuensi dan pemodulasi, seperti pada Gambar 4.



Gambar 4 : Rangkaian Dasar VCO dengan Pemodulasi FM

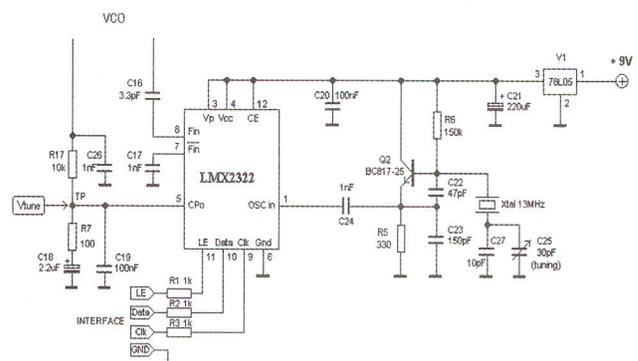
Rangkaian lengkap dari VCO yang disertai dengan modulator FM dapat dilihat pada Gambar 5.



Gambar 5 : Rangkaian Lengkap VCO beserta Modulasi FM

3.2 PLL

Rangkaian PLL dikembangkan berbasis LMX2322. Rangkaian lengkap PLL dapat dilihat pada Gambar 6. Rangkaian ini memiliki osilator kristal dengan frekuensi 13MHz sebagai referensi. LMX2322 dikendalikan melalui *interface* digital yang terdiri dari *clock*, *data*, dan *latch enable*. Fungsi monitor berupa *lock detect* yang bermanfaat untuk mengetahui bahwa PLL sudah *lock* atau belum bisa juga ditambahkan [4]. Fasilitas ini belum ada pada Gambar 6. Melalui *interface* digital ini LMX2322 dikendalikan oleh mikrokontroler.



Gambar 6 : Rangkaian Lengkap PLL

Untuk dapat mengoperasikan LMX2322 perlu dipahami beberapa hal sebagai berikut:

1. Format Data

Data yang dikirim sebanyak 18 bit dengan 17 bit data dan 1 bit addr. Bit addr menentukan dimana data akan di *load*. Jika bit addr berlogika 0 maka data akan di load ke N register dan jika bit addr berlogika 1 maka data akan diload ke R register. Format data yang dikirim dapat dilihat dalam Tabel 1 [3].

Tabel 1. Format data LMX2322

	SHIFT REGISTER BIT LOCATION																	
	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
N register	NB_CNTR										NA_CNTR				CTL_WORD			0
R register	X	X	X	TEST	RS	PD_POL	CP_TRI	R_CNTR										1

2. N Register

Jika *addr* = 0 dan LE pada transisi high, maka data akan di pindah ke 17-bit N register. N register terdiri dari 5- bit A counter, 10- bit B counter dan 2-bit *control word*. N register dapat dilihat dalam Tabel2 [3].

Tabel 2. Format data N register

SHIFT REGISTER BIT LOCATION																	
17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
NB_CNTR [9:0]										NA_CNTR[4:0]				CTL_WORD[1:0]			0

3. R Register

Jika *addr* berlogika 1 dan LE pada transisi high, maka data yang dikirim akan dipindahkan ke 14-bit R register. R register terdiri dari 10-bit R counter dan 4-bit control. R register dapat dilihat dalam Tabel 3 [3].

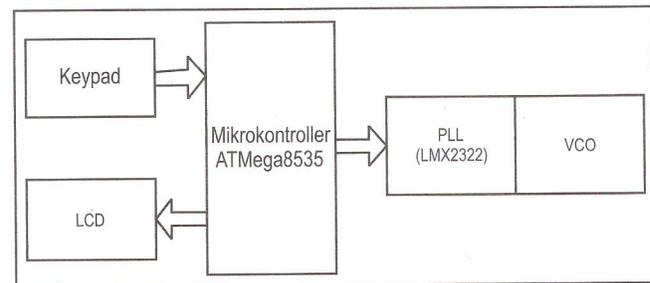
Tabel 3. Format data R register

SHIFT REGISTER BIT LOCATION																	
17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
X	X	X	TEST	RS	PD_POL	CP_TRI	R_CNTR[9:0]										1

4. Implementasi

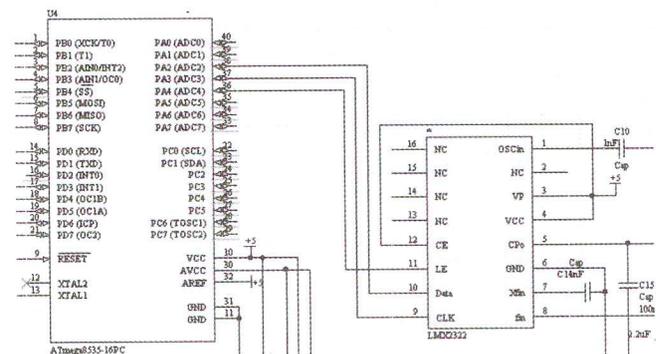
4.1 Hardware PLL dengan ATmega8535

Dalam implementasi hardware, frekuensi sintesiser dapat diubah-ubah dengan mensetting berapa frekuensi yang diinginkan dalam range 120 190 MHz melalui *keypad* , data frekuensi yang diinginkan ditampilkan di LCD. Adapun blok diagram dapat dilihat pada Gambar 7.



Gambar 7. Blok diagram system

Koneksi antara ATmega8535 dengan LMX2322 dapat dilihat pada Gambar 8. Ada tiga kabel koneksi dan kabel ground yang dibutuhkan agar LMX2322 dapat diprogram. Dalam system yang dibuat *Port A2* dihubungkan ke Data, *Port A3* ke *clock* dan *Port A4* ke LE dari LMX2322 [6].



Gambar 8. Koneksi ATmega8535 dengan LMX2322

4.2 Program PLL Berbasis LMX2322

Sebelum melakukan komunikasi dengan LMX2322 maka data perlu dipersiapkan terlebih dahulu yaitu data R register dan N register. N

register terdiri dari NA data dan NB data. Untuk mendapatkan data tersebut dilakukan kalkulasi berdasarkan besaran yang telah ada yaitu frekuensi oscilator sebesar 13 MHz, frekuensi referensi yang ditentukan sendiri dalam hal ini sebesar 25 KHz, dan P yang merupakan modulus ditentukan 32 (terdapat pada datasheet LMX2322). Program perhitungan R dapat dilihat pada listing 1. Sedangkan untuk NA dan NB dapat dilihat pada listing 2.

Listing 1

```
uint8_t          P = 32;
uint16_t        FREQ_OSC = 13000
// Frequency OSC (kHz)
uint8_t          FREQ_REF = 25;
// Frequency REF (kHz)
uint16_t        R = FREQ_OSC/FREQ_REF;
// R Divider
```

Listing 2

```
//Rounding Frequency
FREQ_VCO=0;
for(i=0;i<6;i++)
{
    FREQ_VCO*=10;
    FREQ_VCO+=(freqvco[i]-48);
}
FREQ_VCO = 25*(FREQ_VCO/25);
//Frequency Range 0-800000kHz
if(FREQ_VCO>800000)
{
    FREQ_VCO=800000;
}
//Corecting Frequency String
aaa=FREQ_VCO;
j=100000;
for (i=0;i<6;i++)
{
    bbb = aaa/j;
    freqvco[i]=(uint8_t)(bbb*48);
    aaa = aaa*j;
    j=j/10;
}
N = FREQ_VCO/FREQ_REF;
NB = N/P;
NA = N%P;
```

Data R, NA dan NB masih dalam bentuk desimal sehingga perlu dikonversi ke bentuk biner dan disimpan dalam register R[0] untuk N register dan R[1] untuk R register. Program konversi untuk N register dapat dilihat pada listing 3 sedangkan untuk R register pada listing 4.

Listing 3

```
//Arrage N Register Stored in Reg[0]
aaa=NB;
for (i=0;i<10;i++)
//Arrage NB_CNTR[17:8]
{
    bbb = 1 << (9-i);
    if(aaa/bbb)
    {REG[0]|=(1 << (17-i));}
    else{REG[0]&=~(1 << (17-i));}
    aaa = aaa%bbb;
}
aaa=NA;
for (i=0;i<5;i++)
//Arrage NA_CNTR[7:3]
{
    bbb = 1 << (4-i);
    if(aaa/bbb)
    {REG[0]|=(1 << (7-i));}
    else{REG[0]&=~(1 << (7-i));}
    aaa = aaa%bbb;
}
```

Listing 4

```
//Arrage R Register Stored in Reg[1]
aaa=R;
for (i=0;i<10;i++)
//Arrage R_CNTR[10:1]
{
    bbb = 1 << (9-i);
    if(aaa/bbb)
    {REG[1]|=(1 << (10-i));}
    else{REG[1]&=~(1 << (10-i));}
    aaa = aaa%bbb;
}
```

Setelah semua data siap, maka data-data tersebut ditransmisikan ke LMX2322 secara serial menggunakan format standard yang dikenali oleh LMX2322. Program transmisi data R, NA dan NB ke LMX2322 dapat dilihat pada listing 5.

Listing 5

```

for (aaa=0;aaa<2;aaa++)
{
PLLPORT&=~(1<<PLL_DATA|1<<PLL_CLK|
1<<PLL_LE_TX|1<<PLL_LE_RX);
for (i=0;i<18;i++)
{
if(REG[aaa]&(1<<(17-i)))
{PLLPORT|=1<<PLL_DATA;}
else{PLLPORT&=~(1<<PLL_DATA);}
PLLPORT&=~(1<<PLL_CLK);
delay_us(100);
PLLPORT|=1<<PLL_CLK;
delay_us(100);
}
}
PLLPORT&=~(1<<PLL_DATA);
PLLPORT&=~(1<<PLL_CLK);
PLLPORT|=1<<LE_TX_RX_PORT;
delay_us(100);
PLLPORT&=~(1<<LE_TX_RX_PORT);
delay_us(100);
}
PLLPORT&=~(1<<PLL_DATA|1<<PLL_CLK|
1<<PLL_LE_TX|1<<PLL_LE_RX);
}
    
```

4.3 Hasil Pengukuran VCO

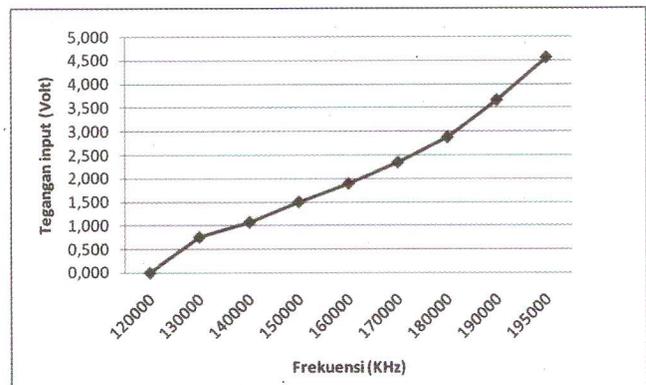
Pengukuran tegangan input VCO dilakukan pada pin 5 dari IC LMX2322. Pin ini merupakan output *charge pump* yang menuju ke input VCO berupa tegangan DC. Sedangkan pengukuran power output dilakukan di output VCO menggunakan *spectrum analyzer*. Pengukuran dilakukan pada beberapa frekuensi antara 110 dan 200 MHz. Adapun hasil lengkap pengukuran dapat dilihat dalam Tabel 4.

Tabel 4. Level daya output VCO dan PLL

No	Frekuensi (KHz)	Tegangan (Volt)	Daya (mW)
1	120000	0.004	63.095
2	130000	0.756	63.095
3	140000	1.073	63.095
4	150000	1.503	63.095
5	160000	1.895	63.095
6	170000	2.344	63.095
7	180000	2.878	63.095
8	190000	3.660	63.095
9	195000	4.560	63.095

4.4 Analisis Data

Dari data yang diperoleh besarnya tegangan input dan frekuensi keluaran kurang linier hal ini disebabkan karena ketidak idealan komponen yang digunakan. Adapun range frekuensi kerja antara 120 dan 195 MHz dikarenakan rancangan VCO yang digunakan. Untuk merubah range frekuensi kerja bisa dilakukan dengan mengubah rangkaian VCO, dengan mengganti varactor diode D1 dengan karakteristik yang berbeda atau mengubah nilai C4, C5, dan L1. Grafik frekuensi vs tegangan input VCO dapat dilihat dalam Gambar 9.



Gambar 9. Grafik frekuensi Vs Tegangan input VCO

Sintesiser bisa menghasilkan sinyal terkunci pada frekuensi manapun antara 120 dan 195MHz dengan level yang kurang lebih sama yaitu sekitar 63.095 mW. Power output terdapat perbedaan pada perancangan sebesar 37 mW, dikarenakan karakteristik komponen yang digunakan berbeda. Untuk mengubah output power bisa dengan mengubah-ubah nilai dari R10 dan R12 pada rangkaian VCO.

5. Kesimpulan

Sintesiser frekuensi berbasis VCO dan PLL yang dibuat dapat bekerja pada rentang frekuensi antara 120 dan 195 MHz dengan power output yang sama sebesar 63.095 mW. Sintesiser tidak bisa mengunci frekuensi di bawah 120MHz dan di atas

195MHz, karena untuk menghasilkan frekuensi tersebut VCO membutuhkan tegangan di luar range output dari LMX2322 atau di luar tegangan kerja varactor SMV1251.

Ucapan Terima Kasih

Tulisan ini dibuat berdasarkan kegiatan Pengembangan Radio Link untuk Komunikasi Telepon Pedesaan/Rural yang dibiayai melalui program DIPA PPETLIPI tahun anggaran 20062008.

6. Daftar Pustaka

1. Miller, Gary M., and Beasley, Jeffrey S., "Modern Electronic Communication", Prentice Hall, Upper Saddle River, 2002.
2. Haykin, Simon, "Communication Systems", Wiley, New York, 2001.
3. National Semiconductor. "LMX2322 PLLatinum™ 2.0 GHz Frequency Synthesiser for RF personal Communication". Datasheet LMX2322. 1998.
4. Anonim. 2006. "FM PLL Controlled VCO Unit (Part II)", http://hem.passagen.se/communication/fm_pll_vco.html., diakses tanggal 13 Oktober 2008.
5. Anonim. 2008. "Phase Locked Loop". http://www.altera.com/support/devices/pll_clock/basics/pll-basics.html. diakses tanggal 13 Oktober 2008.
6. Atmel Corporation. 2006. "8 Bit AVR Microcontroller with 8 Kbyte In System Programmable Flash ATMEGA 8535". Datasheet ATmega8535.
7. Anonim. 2007. AVR Libc Home Page. <http://www.nongnu.org/avr-libc/>. Diakses tanggal 24 Oktober 2008.

Rancang Bangun Sistem Pemanas Sensor Gas CO Berbasis Bahan SnO₂ Menggunakan Teknologi Film Tebal

I Dewa Putu Hermida dan Lilis Retnaningsih

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Komp LIPI Bandung

Tlp/Fax : (022) 2504660, 2504661

Email : putu@ppet.lipi.go.id

Abstract

The result of heater system characterization for the application of CO gas sensor based on SnO₂. CO gas sensor consist of a heater, a couple of electrode and a sensitive sensor based on SnO₂, and fabricated using thick film technology. Sensor response time are tested by flowing CO gas mixed with nitrogen (N₂) at a chamber; where gas flow are set at (0.5, 1, 1.5 and 2, 0) liter. min⁻¹, and at the same time the heater is set at temperature 350°C by applying a current of 1.3 Amp to the heater. The result shows the sensor is sensitive enough to CO gas. It can be seen from the decreasing of sensor resistance from 20 KΩ becoming 0.8 KΩ, and sensor sensitivity (R₀/R_g) tend to be linear.

Key words : gas, sensor, thick film technology, heater, electrode

Abstrak.

Tulisan ini membahas hasil karakterisasi sistem pemanas untuk aplikasi sensor gas CO berbasis SnO₂. Sensor gas terdiri atas sebuah pemanas, sepasang elektroda dan lapisan sensor berbasis SnO₂, dan difabrikasi dengan menggunakan teknologi thick film. Waktu response sensor diuji dengan mengalirkan gas CO murni yang dicampur dengan nitrogen (N₂) pada sebuah bejana, dimana laju aliran gas diatur sebesar (0.5, 1, 1.5 dan 2) liter per menit, dimana secara bersamaan bersamaan pemanas diatur pada suhu 350°C dengan mengalirkan arus I = 1.3 Ampere. Hasil pengamatan menunjukkan jenis ini cukup sensitif terhadap gas CO, hal ini dapat dilihat dari perubahan resistansi sensor yang menurun dari 20 KΩ menjadi 0.8 KΩ, dan sensitivitas sensor (R₀/R_g) cenderung linier.

Kata Kunci : sensor gas, teknologi film tebal, resistansi, pemanas, elektroda

1. Pendahuluan

Pada saat ini perubahan kondisi lingkungan akibat adanya polutan makin terasa. Diantaranya adalah perubahan kondisi suhu dan cuaca yang banyak diakibatkan karena berlebihnya konsentrasi dari gasgas buangan, seperti gas karbon monoksida. Bertolak dari kondisi itu perlu kiranya pengendalian terhadap intensitas pembuangan atau setidaknya pengurangan konsentrasi gasgas buangan tersebut. Untuk itu

diperlukan suatu detektor berupa sensor elektrokimia untuk mengetahui konsentrasi dari gasgas buangan tersebut.

Teknologi bidang mikroelektronika mengalami perkembangan pesat yang menawarkan pengembangan dan produksi dengan biaya yang relatif murah, tidak terkecuali teknologi sensor gas CO yang ada dipasaran dan banyak dikembangkan adalah sensor gas berbasis SnO₂

Adapun kelebihan dari Sensor Gas SnO₂ yang tidak dimiliki pada sensor yang dibuat secara

konvensional, antara lain:

- Masa pemakaian yang lama dan relatif stabil.
- Daya tahan yang tinggi dan kecilnya tingkat kesalahan.
- Mempunyai resistansi yang baik terhadap *corrosive gases*.
- Mempunyai konstruksi yang kuat dan ketahanan mekanik yang baik.
- Biaya produksi yang relatif murah (termasuk rangkaian elektroniknya).
- Dimensi kecil dan mudah dalam penggunaan dan perawatan.

Meskipun sensor berbasis SnO₂ merupakan sensor yang paling banyak dipahami dan dikembangkan, namun hingga saat ini sensor berbasis SnO₂ belum dapat menghasilkan sensitivitas dan selektifitas yang tinggi.

Pada tulisan ini yang paling utama dibahas adalah pengujian hasil proses fabrikasi sensor gas dengan menggunakan teknologi *thick film*, beserta analisa data yang dihasilkan. Pengujian yang dilakukan meliputi pengujian pemanas (*heater*), pengujian elektroda, dan respon sensor secara keseluruhan terhadap kehadiran gas CO. Pengujian pada heater meliputi pengujian terhadap tingkat kesesuaian nilai resistansi pemanas (*heater*) hasil fabrikasi terhadap nilai perancangan, derajat temperatur yang dihasilkan dengan masukan arus listrik searah, serta waktu yang diperlukan untuk mencapai temperatur kerja. Pengujian pada elektroda dilakukan untuk mengetahui nilai resistansi masing-masing elektroda. Pengujian pada sensor secara keseluruhan dilakukan untuk mengetahui tanggapan sensor berupa perubahan nilai resistansi sensor terhadap gas CO pada temperatur tertentu.

Penelitian ini bertujuan untuk memperoleh hasil karakterisasi dari sistem pemanas untuk aplikasi sensor gas CO.

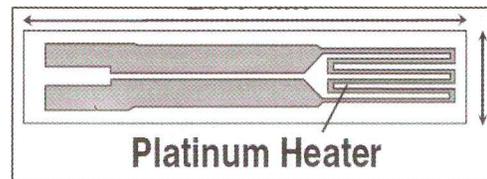
2. Perancangan Heater

Temperatur adalah salah satu faktor terpenting yang menentukan keberhasilan dari sensor yang

bersifat *chemoresistive*. Distribusi temperatur yang sesuai akan mempengaruhi tingkat selektifitas dan sensitifitas dari elemen sensor ini.

Heater yang difabrikasi untuk sensor gas CO ini menggunakan teknologi film tebal, terbuat dari pasta konduktif atau resistif (Au, Pt), namun ada juga yang menggunakan bahan dielektrik jenis polymer. Pada penelitian ini *heater* dirancang di sisi belakang substrat. Sehingga nilai resistansi dari lapisan sensor bergantung dari distribusi suhu, hal ini juga ditunjang oleh sifat substrat sebagai penghantar panas yang sangat baik.

Salah satu contoh bentuk dari *heater* teknologi film tebal dapat dilihat dalam Gambar 1.



Gambar 1 : Heater sensor Gas Film Tebal

Untuk menentukan karakteristik dari *heater*, parameter-parameter yang harus diperhatikan diantaranya adalah: berapa suhu yang diinginkan, daya yang dibutuhkan, dan cakupan yang ingin dipanasi, serta sifat dari bahan *heater* itu sendiri. Langkah-langkah yang ditempuh adalah sebagai berikut:

Yang pertama dengan menentukan temperatur, dan daya yang diinginkan

$$P = V \times I$$

$$TCR = \frac{[R_H - R_C] \times 10^6}{[R_C \times (T_H - T_C)]} \quad (1)$$

Dimana :

P : Daya rata-rata (W)

V : Tegangan sumber (V)

I : Arus heater (A)

TCR: *Temperature Coefficient Resistance*

R_H : Resistans pada suhu operasi (Ω)

R_C : Resistans pada suhu acuan (Ω)

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

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

Ditentukan :

- Suhu kerja sebesar $300^{\circ}C$
- Daya rata rata *heater* = 3 W
- $I = 1\text{ A}$
- Luas area maksimum 1 cm^2

Dengan menentukan daya P dan arus I , maka tegangan sumber V didapat :

$$\begin{aligned} V &= \frac{P}{I} \\ &= \frac{3\text{W}}{1\text{A}} \\ &= 3\text{V} \end{aligned}$$

Selanjutnya nilai R_H didapat dengan :

$$R_H = \frac{V}{I} \tag{2}$$

$$\begin{aligned} R_H &= \frac{3\text{V}}{1\text{A}} \\ &= 3\Omega \end{aligned}$$

Selanjutnya dengan menentukan nilai TCR dari *data sheet*, suhu acuan dan suhu operasi, serta memasukkan hasil persamaan (2) ke persamaan (1), maka didapat nilai R_C .

$$\begin{aligned} TCR &= \frac{[R_H - R_C] \times 10^6}{[R_C \times (T_H - T_C)]} \\ 3350\text{ppm}/^{\circ}C &= \frac{[3 - R_C] \times 10^6}{[R_C \times (300 - 25)]} \\ \frac{3350\text{ppm}/^{\circ}C}{10^6} &= \frac{(3 - R_C)}{(275R_C)} \\ 0.92R_C &= 3 - R_C \\ 1.92R_C &= 3 \\ R_C &= 1.57\Omega \end{aligned}$$

Setelah nilai R_C didapat, maka dapat ditentukan dimensi dari *heater* dengan mengacu pada persamaan berikut :

$$R_C = R_S \frac{l}{w} \tag{3}$$

Dimana:

R_S : nilai lembar resistans ($2\text{m}\Omega/\text{sq}$)

l : panjang konduktor *heater* (mm)

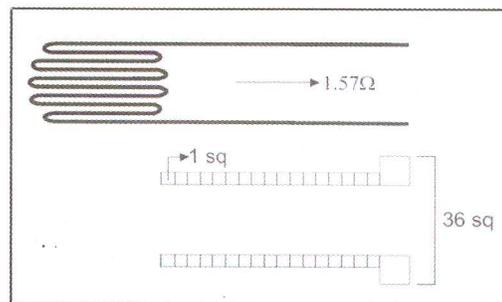
w : lebar konduktor *heater* ($0,3\text{ mm}$)

Maka persamaan (3) menjadi:

$$\begin{aligned} 1.57\Omega &= 2\text{m}\Omega \frac{l}{0.3\text{mm}} \\ \frac{1.57\Omega}{2.10^{-3}\Omega} &= \frac{l}{0.3\text{mm}} \\ l &= 785 \times 0.3 \\ l &= 235.5\text{mm} \\ l &= 23.5\text{cm} \end{aligned}$$

Jadi *heater* yang dibuat memiliki panjang 23.5 cm , dibentuk sedemikian rupa dalam luas area 1 cm^2 .

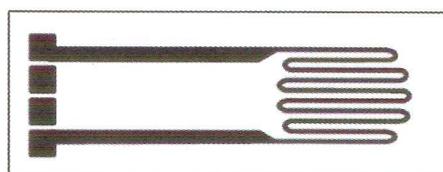
Dari persamaan (3) dihasilkan $R_c = 1.57$, nilai ini hanya nilai R dari elemen *heater* (bagian yang berbentuk spiral), belum ditambah dengan nilai R kaki-kaki, seperti dalam Gambar 2.



Gambar 2: Perhitungan Nilai R *Heater*

Dari Gambar 2., perhitungan nilai R *heater* menjadi :
Sehingga dihasilkan desain LayOut sebagai berikut:

$$\begin{aligned} R &= R_c + R_{kaki} \\ &= 1.57\Omega + [(2 \times 18)R_S] \\ &= 1.57\Omega + (36 \times 2\text{m}\Omega) \\ &= 1.57\Omega + 72\text{m}\Omega \\ &= 1.642\Omega \end{aligned}$$



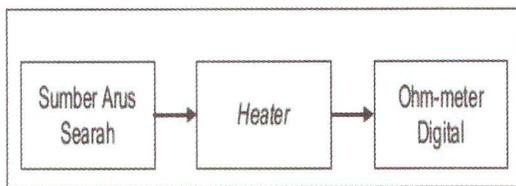
Gambar 3 : Desain *LayOut Heater*

3. Prosedur Pengujian

Pengujian heater meliputi pengujian terhadap tingkat kesesuaian nilai resistansi heater hasil pabrikasi terhadap nilai perancangan, derajat temperatur yang dihasilkan dengan masukan arus listrik searah, serta waktu yang diperlukan untuk mencapai temperatur kerja.

Peralatan dan Bahan

- Sumber arus searah.
- Multimeter digital.



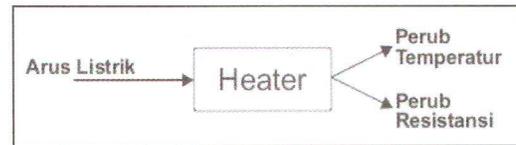
Gambar 4 : Diagram Pengujian Tanggapan Sensor Terhadap Rangsangan Gas CO

- Rangkaian pengujian disusun seperti dalam Gambar 4
- Masukan heater berupa arus searah 0 A - 1.3 A dengan interval 0.1 A.
- Nilai resistansi awal (R_c) diukur pada saat tidak ada arus masuk ($I=0$).
- Nilai resistansi kerja (R_h) diukur pada saat arus masuk $I = 1.0$ A, sesuai dengan perancangan.

Pengujian Heater

Pengujian terhadap heater dimaksudkan untuk mengetahui karakteristik perubahan suhu, serta nilai R pada saat suhu awal (R_c) dan suhu maksimum (R_h) yang dihasilkan terhadap masukan berupa arus searah. Pengujian dilakukan pada suhu kamar dengan memberikan sumber arus searah pada *pad - pad* heater mulai dari 0 Amp sampai dengan 1,4 Amp dengan interval 0,1 Amp dan 0,2 Amp. Selama itu, akan dicatat perubahan suhu dari heater menggunakan thermometer digital.

Secara grafis dapat dilihat dalam Gambar 5.



Gambar 5 : Diagram Pengujian Heater

Untuk tahapan pengujian, diperlukan beberapa peralatan antara lain: Sebuah sumber arus searah, Termometer digital (Range- $40^{\circ}\text{C}\sim 1200^{\circ}\text{C}$), dan Multimeter digital, serta sebuah *project board*.

4. Hasil Pengujian Heater

Hasil yang diperoleh dalam pengujian heater tentang respon temperatur terhadap masukan arus dc dapat dilihat pada Tabel 1.

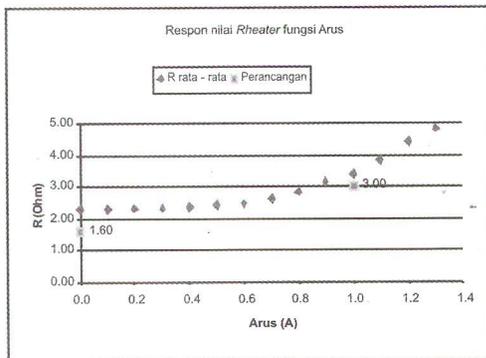
Tabel 1. Data Respon Temperatur Heater Terhadap Masukan Arus DC

Sumber Arus (A)	Temp. ($^{\circ}\text{C}$)						rata ² akhir
	sensor 1			sensor 2			
	1	2	rat a ²	1	2	rat. a ²	
0	25	25	25	25	25	25	25
0.1	28	28	28	26	26	26	27
0.2	30	30	30	28	28	28	29
0.3	33	32	33	33	34	34	33
0.4	43	43	43	37	38	38	40
0.5	52	51	52	45	46	46	49
0.6	63	63	63	55	57	56	60
0.7	85	83	84	68	68	68	76
0.8	110	109	110	91	90	91	100
0.9	135	135	135	116	118	117	126
1	178	177	177.5	144	146	145	165
1.1	225	223	224	180	181	181	202
1.2	268	266	267	244	244	244	256
1.3	320	322	321	315	313	313	317

Data lain yang didapatkan adalah data perubahan nilai resistansi *heater* terhadap perubahan arus masukan. Data pengukuran dapat dilihat pada Tabel 2.

I (A)	R (Ω)					Perancangan	Error
	1	2	3	4	rata-rata		
0	2.30	2.30	2.30	2.30	2.30	1.64	0.39
0.10	2.30	2.30	2.30	2.30	2.30		
0.20	2.30	2.32	2.30	2.30	2.30		
0.30	2.32	2.33	2.33	2.31	2.32		
0.40	2.35	2.38	2.37	2.35	2.36		
0.50	2.40	2.48	2.42	2.43	2.43		
0.60	2.43	2.50	2.46	2.50	2.47		
0.70	2.50	2.71	2.60	2.66	2.61		
0.80	2.78	2.93	2.83	2.80	2.83		
0.90	3.11	3.13	3.16	3.13	3.13		
1.00	3.30	3.44	3.33	3.45	3.38	3.00	0.12
1.10	3.73	3.91	3.80	3.93	3.84		
1.20	4.36	4.47	4.42	4.50	4.43		
1.30	4.73	4.84	4.65	5.00	4.80		

Data dari Tabel 2 menghasilkan grafik seperti dalam Gambar 6.



Gambar 6 : Respon Resistansi *Heater* Terhadap Arus DC

Dari data pada tabel 2 dan Gambar 6 didapatkan bahwa :

- Perubahan nilai R pada *heater* berupa respon eksponensial.
- Nilai Rc yang dihasilkan rata rata bernilai 2.3Ω ..hasil ini memiliki perbedaan yang signifikan dibandingkan dengan nilai perancangan yang 1,64 Ω, Jadi perbedaan keduanya mencapai 39%.

- Demikian pula untuk Rh, hasil percobaan memberikan perbedaan sebesar 12% dari nilai perancangan. Hasil perancangan adalah 3Ω .. sedangkan hasil percobaan menghasilkan nilai rata rata sebesar 3,8Ω

5. Hasil Pengujian Sensor

Pengujian terhadap sensor (tanpa rangkaian) dilakukan untuk mengetahui respon waktu perubahan temperatur sensor, respon perubahan resistansi sensor terhadap perubahan temperatur. Respon sensor terhadap rangsangan gas CO.

Pengujian pertama menguji tanggapan suhu terhadap waktu. Dengan :

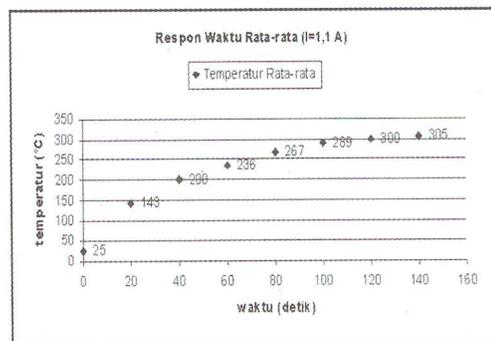
- Arus masukan : 1,1 A(dc)
- Temperatur awal (T₀) : 25°C
- Interval waktu : 20 detik

Hasil tanggapan suhu terhadap waktu dari sensor dapat dilihat pada Tabel 3.

I=1,1A	Temp (°C)	t (detik)							
		0	20	40	60	80	100	120	140
	T1	25	139	200	235	266	291	304	305
	T2	25	160	216	268	306	325	330	335
	T3	25	130	185	205	230	252	265	275
	Rata ²	25	143	200	236	267	289	300	305

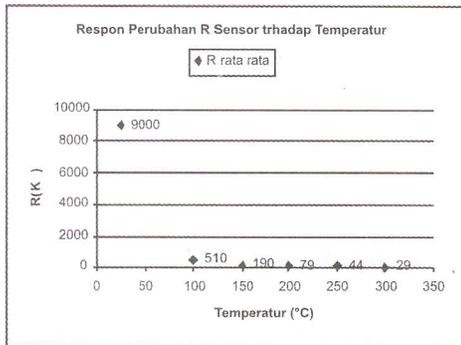
Tabel 3 Data pengujian tanggapan suhu terhadap waktu

Dari data pada Tabel 3. diatas, dibuat grafik seperti dalam Gambar 7.



Gambar 7: Grafik tanggapan suhu terhadap waktu

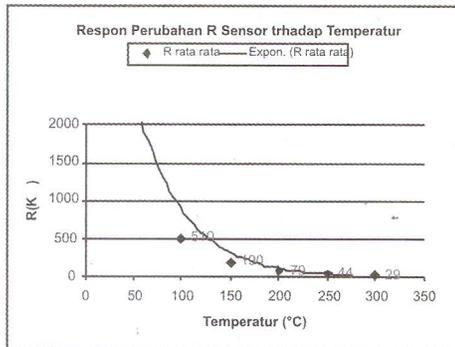
Tanggapan resistansi sensor terhadap temperatur sensor dapat dilihat pada Tabel 3



Gambar 8. Grafik perubahan resistansi sensor terhadap temperatur sensor

- Arus masukan : 1,1 A(dc)
- Temperatur awal (T₀) : 25°C

Dengan mengatur sumbu y (dalam hal ini nilai R sensor), perubahan resistans sensor terhadap temperatur sensor akan tampak lebih jelas. Hal ini dapat dilihat dalam Gambar 9.



Gambar 9: Grafik perubahan resistansi sensor terhadap temperatur sensor pada temperatur >50°C

Dari data data pada Tabel 3. dan, serta dari grafik dalam Gambar 7 dan Gambar 9, dapat diketahui bahwa :

- Dengan sumber arus I=1.1 A (dc), dan temperatur awal 25°C, sensor dapat mencapai suhu optimal yaitu 300°C dalam waktu berkisar 120 detik atau 2 menit.(Tabel 3 dan Gambar 7)

- Pada kondisi awal (T=25°C), resistans sensor rata rata adalah berkisar 9 MΩ
- Pada Tmaks (T=300°C), resistansi sensor rata rata adalah berkisar 29 K Ω
- Tanggapan perubahan resistansi sensor terhadap temperatur sensor adalah berupa respon eksponensial.

Selanjutnya adalah pengujian tanggapan perubahan resistansi sensor terhadap masukan berupa gas CO dengan konsentrasi yang berbeda.

Dengan :

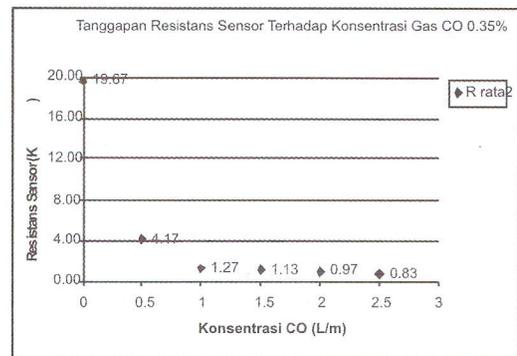
- Arus masukan : 1,3 A (dc)
- Temperatur awal (T₀) : 25°C
- Temperatur kerja (T_h) : 305°C
- Resistans awal (R₀) : 20K
- Interval [CO] : 0.5L/m

Hasil dari pengujian ini dapat dilihat pada Tabel 4.

Tabel 4 Data pengujian tanggapan perubahan resistans sensor terhadap masukan berupa gas CO

I=1.3 A T=305 °C		Konsentrasi Gas CO (Liter/menit)					
		0	0.5	1	1.5	2	2.5
Resistansi(KΩ)	R1	20.0	4.3	1.3	1.2	1.1	0.9
	R2	20.0	4.1	1.3	1.1	0.9	0.8
	R3	19.0	4.1	1.2	1.1	0.9	0.8
	Rata ²	19.67	4.17	1.27	1.13	0.97	0.83
	R0/Rg	1	4.72	15.52	17.35	20.34	23.6

Dari data pada Tabel 4., dibuat grafik seperti dalam Gambar 10.



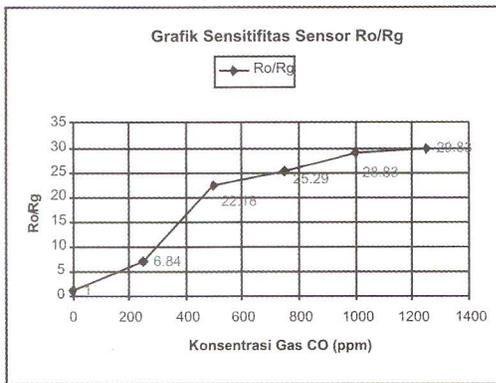
Gambar 10: Grafik perubahan resistans sensor terhadap perubahan konsentrasi CO

Dari data Tabel 5 dan Gambar 10 dapat diketahui bahwa :

- Sensor dapat merespon terhadap rangsangan gas CO.
- Tanggapan perubahan resistansi sensor terhadap perubahan
- konsentrasi gas CO adalah eksponensial.
- Pada 2.5 L/m, sensor belum menunjukkan kejenuhan.

Dari Tabel 5 juga diketahui nilai sensitivitas sensor (R_o/R_g)

Dari data tersebut dibuat grafik (R_o/R_g) seperti tampak dalam Gambar 11.



Gambar 11: Grafik sensitivitas (R_o/R_g)

Dari Gambar 11 dapat diketahui bahwa tanggapan sensitivitas sensor (R_o/R_g) adalah cenderung linier.

6. Kesimpulan

Dari data-data hasil pengujian, dalam penelitian ini dapat ditarik kesimpulan sebagai berikut :

1. Sensor gas teknologi film tebal dapat tersusun dari: sepasang konduktor berbentuk *interdigitated finger*, sebuah pemanas (*heater*), dan sebuah lapisan sensor.
2. Sensor gas yang dihasilkan ternyata mampu bereaksi dengan adanya gas CO.
3. Dari *heater*:
 - Nilai R_c (Resistansi awal *heater*) yang dihasilkan mempunyai kesalahan sampai dengan 39%, sedang nilai R_h (Resistansi pada suhu maksimum) mempunyai

kesalahan sampai 12%. Hal ini bisa jadi disebabkan oleh ketidakteelitian dalam perancangan, pemilihan bahan, dan atau ketidakteelitian dalam proses.

- *Heater* bisa menghasilkan temperatur hingga 300°C dalam waktu 12 menit dengan kenaikan secara eksponensial.
- 4. Dari sensor:
 - Nilai Resistans rata rata yang dihasilkan adalah:

- Pada $T_c (25^\circ\text{C}) = 9 \text{ M}$

- Pada $T_h (300^\circ\text{C}) = 29 \text{ K}$

Penurunan nilai resistans yang terjadi cenderung eksponensial.

- Adanya gas CO menyebabkan turunnya nilai resistans sensor secara eksponensial.
 - $R_o = 20 \text{ K}$
 - $R_g = 0.8 \text{ K}$

Respon sensitivitas sensor (R_o/R_g) cenderung linier

Ucapan Terimakasih

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

7. Daftar Pustaka

1. Weimar U., "Understanding the fundamental principles of metal oxide based gas sensors; the example of CO sensing with SnO₂ sensors in the presence of humidity", *Institute of Physical and Theoretical Chemistry, University of Tübingen, Germany*. 2003
2. Barsan N., "Gas Sensing Mechanisms in Thick and Porous SnO₂ layers", *Institute for Interface Analysis and Sensors, Tuebingen, Germany*

3. Licznarski B., "Thick-film gas microsensors based on tin dioxide", *Faculty of Microsystem Electronics and Photonics, Wrocław University Of Technology*, 11/17 Janiszewskiego St., 50-372 Wrocław, Poland, 2004.
 4. Hann S., "SnO₂ thick film sensors at ultimate limits: Performance at low O₂ and H₂O concentrations; Size reduction by CMOS technology Dissertation", *der Fakultät für Chemie und Pharmazie der Eberhard-Karls-Universität Tübingen*, Germany. 2002
 5. Hunter G.W. "Chemical Microsen-sor", *The Electrochemical Society Interface*. 2004
 6. Cirera A., "SnO₂ based Semicon-ductor Gas 2000
 7. "Sensors, an overview", *Department d'Electrònica, Universitat de Barcelona*.
 8. Haskard, Malcolm R, "Thick Film Hybrid Manufacture and Design", *Prentice Hall, Inc*, New Jersey. 1988
 9. *Research Group Weimar*, "CO Thick Film Sensor", www.ipc.com 2003
 10. Anonymous, "heater design", *ESL Electro Science*, www.electroskien-ce.com 2004
-

Sistem Komunikasi Menggunakan Gelombang Akustik dengan Memanfaatkan Bawah Air sebagai Medium Propagasi

Syamsu Ismail dan Deni Permana Kurniadi

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI,

Jl. Cisititu 21/154D Bandung 40135

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

Abstract

Acoustic wave with a capability to propagate in a medium, water in this case, has an advantage to carry some information from a point to another. In this paper will be introduced a communication system which takes advantage of acoustic wave which propagates underwater as a medium. As radio or other communication systems, under water communication system also consist of transmitter, propagation medium, and receiver. A transmitter is equipped with transmitter signal interface, modulator, signal processing, power amplifier, as front end element a projector is used as acoustic radiator. In other side, a receiver is equipped with a front end hydrophone as a vibration to electrical converter, high sensitive low noise and selective amplifier, demodulator, and interfacing circuit. Signal processing has a function as precondition circuit according to transducer and water characteristic for communication. At the transmitter side, the information signal modulates an electrical carrier wave, with the same frequency as dominant frequency of projector, this part yields modulated signal. After the precondition process, the signal is power amplified by Ultrasonic Power Amplifier, USPA. The high power signal drives the projector to produce acoustic vibration which will be propagated underwater. The ultrasonic vibration of the projector vibrates water as propagation medium, and spread in the water. After a long way of propagation the acoustic wave power is greatly reduced and distorted, then the weak wave is converted to electrical modulated signal by a hydrophone at receiver side. Low noise selective frequency amplifier amplifies the weak power signals. The information from modulated signal is extracted by demodulation process which is compatible with modulation process at transmitter side. Under water Communication for point to point application with single side band modulation model has been researched by PPET-LIPI.

Key words : *Communication System, Acoustic wave, water, Propagation, Modulator, Demodulator, Interface, Transducer .*

Abstrak

Gelombang akustik dengan kemampuan berpropagasi melalui suatu medium, dalam hal ini air, dapat dimanfaatkan untuk membawa informasi dari suatu tempat ke tempat lain. Dalam tulisan ini akan dibahas tentang suatu sistem komunikasi yang menggunakan gelombang akustik dengan memanfaatkan bawah air sebagai media propagasi. Seperti pada umumnya sistem komunikasi, sistem ini juga terdiri dari Pemancar, medium propagasi, dan Penerima. Suatu pemancar dilengkapi dengan rangkaian antarmuka pemancar, modulator, pemroses sinyal, penguat daya, dan elemen ujung depan digunakan proyektor sebagai radiator akustik. Di sisi lain, suatu penerima dilengkapi dengan elemen ujung depan hidrofون sebagai konverter getaran, penguat frekuensi selektif dengan kepekaan tinggi dan derau rendah, demodulator, dan rangkaian antarmuka. Bagian pemroses sinyal berfungsi sebagai rangkaian prakondisi sehubungan dengan sifat-sifat transdu. dan air untuk kebutuhan sistem komunikasi. Di sisi pemancar, sinyal informasi yang akan dikirimkan memodulasi getaran listrik gelombang pembawa dengan frekuensi sama dengan frekuensi kerja dominan dari transduser, atau proyektor, bagian ini menghasilkan sinyal termodulasi. Setelah melalui rangkaian prakondisi, sinyal tersebut akan diperkuat oleh penguat daya ultrasonik, USPA. Signal tersebut digunakan untuk menggetarkan proyektor untuk menjadi getaran akustik yang akan dipropagasikan. Getaran ultrasonik proyektor menggetarkan air sebagai medium propagasi dan menyebar di dalam air. Di sisi penerima, getaran akustik yang sudah melalui jalan panjang mengalami pelemahan dan cacat akan dikonversikan kembali ke dalam getaran listrik oleh sebuah transduser, atau hidrofون. Setelah melalui penguat frekuensi selektif derau rendah, pembatasan frekuensi, sinyal tersebut adalah sinyal termodulasi. Informasi dari dalam sinyal termodulasi akan dikeluarkan dengan proses demodulasi yang sesuai dengan proses modulasi di sisi pemancar. Sistem komunikasi bawah air untuk aplikasi dari titik ke titik dengan metode modulasi pita samping tunggal telah diteliti di PPET-LIPI.

Kata kunci : *Sistem Komunikasi, Gelombang Akustik, Air, Propagasi, Modulator, Demodulator, Antarmuka, Transduser.*

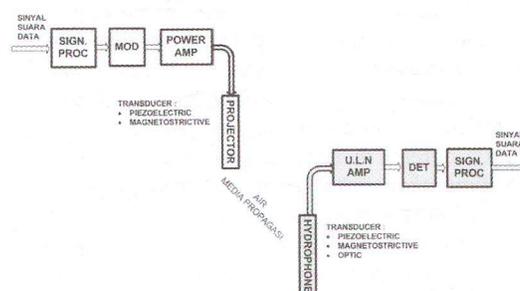
1. Pendahuluan

Negara Kesatuan Republik Indonesia terdiri dari sekitar 17 ribu pulau dengan luas wilayah lautan sekitar dua per tiga^[9]. Dalam hal perairan, Indonesia juga memiliki danau yang merupakan perairan air tawar. Sistem komunikasi saat ini umumnya menggunakan media fisik seperti kabel tembaga, serat optic, dan gelombang radio melalui ruang udara/hampa. Populasi pengguna gelombang radio sudah demikian padat. Pemanfaatan medium lain seperti air akan mengurangi kepadatan pengguna frekuensi radio. Oleh karena itu, teknologi elektronika bawah air untuk beberapa kepentingan seperti sistem komunikasi, sistem pengamanan, eksplorasi kekayaan bawah air, dan kepentingan lainnya merupakan suatu kebutuhan yang tidak dapat diabaikan. Teknologi komunikasi elektronika yang memanfaatkan gelombang akustik yang berpropagasi di bawah air juga merupakan salah satu teknologi generik untuk aplikasi bawah air lainnya, seperti sistem komunikasi data maupun suara, sistem keamanan bawah air, *diver tracking*, sistem sonar aktif dan pasif, transmisi data dari dasar air dalam, *under water beacon* untuk navigasi kapal laut, sistem navigasi, dan lain sebagainya^[3].

Sinyal atau getaran akustik pada frekuensi ultrasonik dekat atau jauh merupakan salah satu kunci teknologi dari sistem komunikasi bawah air. Sinyal tersebut dapat membawa informasi dari satu tempat ke tempat lain di dalam air. Sinyal akustik berpropagasi di dalam suatu medium dengan cara menekan dan menarik partikel medium tempat getaran itu berpropagasi^[11]. Sangat berbeda dengan sistem komunikasi radio, yang menggunakan medium hanya tempat berpropagasi energi gelombang elektromagnetik. Di dalam sistem komunikasi dengan pemanfaatan gelombang akustik, energi getaran ultrasonik, dan juga sonik menggetarkan medium tempat getaran propagasi, proses tersebut dilakukan oleh elemen ujung depan

dari pemancar. Model propagasi semacam itu berpengaruh pada jarak jangkauan terjauh yang sangat berbeda antara komunikasi radio dengan komunikasi akustik. Pengertian jarak dekat, menengah, dan jauh untuk komunikasi radio dalam orde beberapa kilometer, puluhan, ratusan, hingga ribuan dengan bandwidth masih cukup lebar. Sedangkan untuk komunikasi akustik bawah air jarak dekat, menengah, dan jauh, dalam orde di bawah 1000m, sekitar 5000m, dan beberapa puluh kilometer dengan lebar pita frekuensi sempit.

Sistem elektronika komunikasi, bawah air dan juga yang lainnya, secara umum dimulai dengan mengkonversikan informasi yang akan dikirimkan ke dalam sinyal elektrik. Sinyal informasi dapat berupa data, suara, dan video. Sinyal informasi tersebut diproses di dalam pemroses sinyal untuk kemudian akan menjadi sinyal pemodulasi bagi unit modulator. Modulator menghasilkan sinyal termodulasi. Sinyal berdaya rendah keluaran modulator diperkuat oleh Ultrasonic Power Amplifier, untuk menggetarkan proyektor. Getaran akustik yang membawa informasi disebarkan di dalam air. Kemudian setelah merambat getaran tersebut sampai pada suatu hidrofoni di sisi penerima. Sinyal termodulasi tersebut sudah mengalami pelemahan karena sebaran dan sifat serap gelombang pada air. Hidrofoni mengkonversikan getaran akustik tersebut menjadi getaran listrik. *Ultrasonic Low Noise Amplifier*,



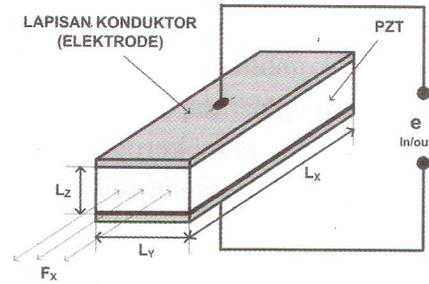
Gambar 1 : Blok diagram prinsip sistem komunikasi bawah air, SKoBA^[4].

UsLNA. memperkuat sinyal yang kemudian akan dilakukan proses demodulasi untuk mengeluarkan informasi yang dikirim dari sisi pemancar. Gambar 1 menunjukkan blok diagram prinsip sistem komunikasi bawah air, SKoBA^[4].

Sistem komunikasi bawah air aplikasi dari titik ke titik dengan metode modulasi pita samping tunggal atas atau bawah telah diteliti di PPET-LIPI. Prototip ditunjukkan pada bab aplikasi SkoBA^[4]

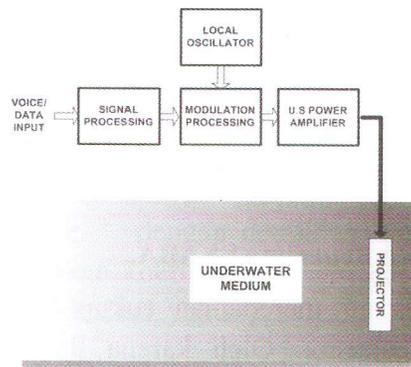
2. Bagian Pemancar SKoBA.

Elemen paling spesifik pada pemancar, juga penerima, Sistem Komunikasi Bawah Air, SkoBA_Tx adalah Projektor, berfungsi sebagai radiator getaran akustik. Istilah projektor digunakan untuk transduser yang mengubah getaran listrik menjadi getaran akustik. Sampai saat ini ada dua jenis transduser akustik projektor yang digunakan yaitu jenis piezoelektrik dan magnetostriktif. Faktor efisiensi transduser magnetostriktif lebih rendah, karena dalam aplikasinya transduser ini mengalami dua konversi, yaitu elektrik ke magnetik baru kemudian dari magnetik ke mekanik striktif. Oleh karena itu, piezoelektrik digunakan untuk suatu sistem yang membutuhkan faktor konversi lebih tinggi lebih^[5]. Disamping itu, pada aplikasi magnetostriktif terjadi penggandaan frekuensi pada getaran akustik. Komposisi bahan transduser piezoelektrik yang banyak digunakan untuk projektor dan hidrofon, saat ini, terbuat dari bahan keramik campuran, Pb(Zr,Ti)O₃. Bahan tersebut disebut dengan istilah *Lead Zincronate Titanate* atau sering disebut dengan LZT, atau disebut juga oleh korporasi Cletive dengan nama PZT. Gambar 2 menunjukkan konstruksi sebuah transduser piezoelektrik^[2]. Konversi energi listrik ke akustik terjadi bila, e_{in} , pada kedua elektrode terdapat beda potensial, atau medan elektrik, maka terjadi perubahan tekanan F_x .



Gambar 2 : Konstruksi sebuah transduser piezoelektrik^[2].

Daya pencatu untuk transduser projektor pada unit pemancar diperoleh dari penguat daya ultrasonik. Sebelum rangkaian penguat daya, sinyal mengalami proses modulasi, ekualisasi, penguatan dan sebagainya, seperti ditunjukkan pada gambar 3.



Gambar 3 : blok diagram unit pemancar^[4].

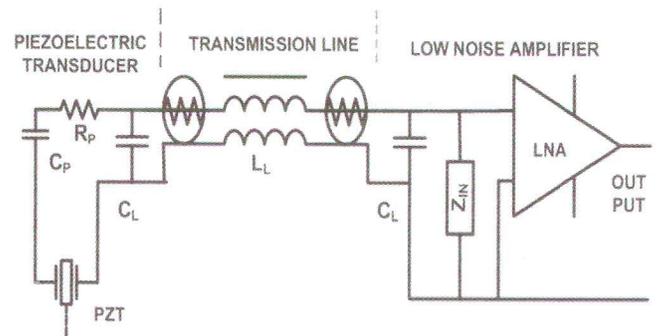
Sinyal suara atau data diproses di dalam blok *signal processor*, prakondisi sinyal, yaitu menyesuaikan level atau timing, bergantung pada model aplikasi, modulasi, dan yang berhubungan dengan karakteristik transduser dan sifat air sebagai medium propagasi. Di dalam proses modulasi terjadi penumpangan informasi pada gelombang pembawa yang dibangkitkan oleh osilator lokal. Frekuensi gelombang pembawa ditala pada frekuensi yang sama dengan frekuensi dominan transduser projektor. Disamping itu, penentuan frekuensi kerja juga memasukan faktor

air dan situasi kebisingan akustik di sekitar tempat dimana sistem komunikasi akan dioperasikan^[5]. Teknik-teknik modulasi dapat digunakan dengan faktor keuntungan dan kerugiannya. Teknik modulasi amplituda mempunyai kualitas cukup baik, bandwidth frekuensi yang dibutuhkan cukup lebar, yaitu $2 \times f_{MAX}$. Gangguan propagasi di dalam air seperti gelombang akustik dari lingkungan, pergerakan arus air bawah, dan sebagainya, akan terjadi pada amplituda sehingga kualitas suara akan terganggu. Pada teknik modulasi pita samping tunggal, atau *single side band*, kualitas suara masih cukup baik, *bandwidth* dibutuhkan $1 \times f_{MAX}$, dan gangguan propagasi masih terasa pada kualitas informasi, suara. Untuk teknik modulasi frekuensi, gangguan propagasi dapat diatasi, tetapi membutuhkan *bandwidth* yang lebar. Pada teknik modulasi digital dapat mengatasi gangguan propagasi, yaitu dengan bantuan pemroses sinyal digital. Untuk pengoperasian *bit rate* tinggi harus juga melibatkan frekuensi tertinggi yang mungkin dioperasikan pada SkoBA.

3. Bagian Penerima SKoBA.

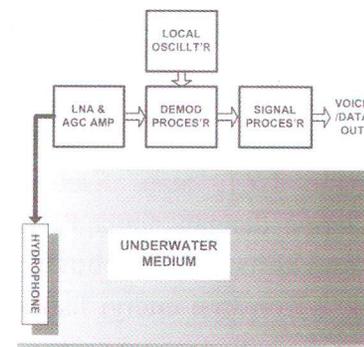
Media air meredaman cukup tinggi untuk frekuensi akustik. Oleh karena itu diperlukan pendeteksi gelombang akustik sensitif dan rendah derau. Kunci utama untuk dapat mendeteksi getaran akustik yang lemah adalah transduser hidrofon. Bentuk rangkaian pengganti hidrofon, saluran transmisi, dan penguat ditunjukkan pada gambar 4. Dengan C_p merupakan kapasitansi transduser, C_L dan L_L adalah kapasitansi dan induktansi dari saluran transmisi. Sedangkan Z_{IN} terdiri dari R_{IN} dan C_{IN} adalah tahanan dan kapasitansi input dari penguat rendah derau.

Pada gambar 2, jika transduser bekerja sebagai hidrofon, yakni : bila ada gaya tekan, F_x , bekerja pada batang transduser, maka batang akan bergetar, sehingga menghasilkan beda potensial listrik di antara kedua kutub elektroda, dimana gaya tersebut



Gambar 4 : Rangkaian pengganti hidrofon, Saluran transmisi, dan penguat^[4].

berasal dari gelombang akustik^[6]. Sinyal keluaran LNA adalah sinyal termodulasi dengan informasi. Untuk mendapatkan hasil optimal, penguatan dari LNA harus terkontrol secara otomatis. Gambar 5 menunjukkan diagram penerima^[1] dimodifikasi untuk SkoBA. Pembatasan awal frekuensi penerimaan dilakukan di ujung rangkaian AGC dengan *Band Limiter*. Dari gambar dapat dilihat bahwa prinsip dasar dari penerima mengadopsi teknik hetrodyne, dan ternyata menghasilkan sinyal penerima yang lebih bagus dari metoda *direct detection*. Di dalam *blok demodulation processor* terdapat frakuensi translator, *Low Pass Filter*, dan demodulator itu sendiri. Sedangkan di dalam signal processor terdapat poskondisi yang sesuai dengan prekondisi dari unit pemancar, *reverberation canceller*, dan unit antarmuka sistem dengan rangkaian luar yang dapat berupa komputer atau peralatan lainnya.



Gambar 5. : Diagram blok penerima^[1] dimodifikasi untuk SkoBA

4. Ruas Propagasi untuk SkoBA.

Lautan, dan juga danau, dengan batas-batasnya membentuk medium yang sangat kompleks untuk propagasi akustik. Mereka memiliki struktur internal dan lapisan atas-bawah khusus yang membangkitkan berbagai pengaruh terhadap propagasi bawah air^[11]. Magnitude, dalam redaman transmisi bawah air merupakan salah satu dari sekian banyak fenomena yang tergabung dalam propagasi bawah air. Redaman transmisi akustik secara kuantitatif menyatakan pelemahan intensitas gelombang setelah berpropagasi dari suatu titik yang diukur pada titik acuan ke titik lain dengan jarak tertentu. Jika intensitas pada titik acuan adalah I_0 , dan I_x adalah intensitas pada titik tertentu, maka redaman transmisi adalah

$$\delta_T = 10 \log \frac{I_0}{I_x} \dots\dots\dots 4-1$$

Redaman, atau *loss*, transmisi medium disebabkan oleh penyebaran, atau *spreading*, dan pelemahan, atau *attenuation* gelombang. Redaman karena penyebaran adalah dampak geometrik yang menggambarkan pelemahan normal sinyal akustik akibat dari penyebaran gelombang keluar dari sumber. Daya akustik yang dibangkitkan oleh sumber diradiasikan sama ke segala arah, sehingga semua daya terdistribusi ke seluruh permukaan sperik di sekeliling sumber. Untuk medium homogen dan tanpa atenuasi, persamaan intensitas kali luas permukaan $P = 4\pi R_1^2 I_1 = 4\pi R_2^2 I_2 = \dots$ dst^[11], sehingga redaman transmisi medium dari titik 1 ke titik 2 adalah

$$\delta_{T12} = 10 \log \frac{I_1}{I_2} = 10 \log R_2^2, \text{ maka redaman}$$

dari titik 1 ke titik2 adalah

$$\delta_{T12} = 20 \log R_2 \dots\dots\dots 4-2$$

Rugi-rugi atenuasi terdiri dari penyerapan gelombang, penghamburan, dan kebocoran kanal

akustik pada bidang propagasi. Rugi-rugi atenuasi berubah secara linier terhadap perubahan jarak. Penyerapan adalah rugi-rugi propagasi tidak mengikuti hukum redaman spreading. Rugi-rugi penyerapan melibatkan proses konversi dari energi akustik menjadi panas. Apabila Gelombang datar bergerak melalui medium penyerap (< 100%), maka sebagian intensitasnya akan terserap ke dalam unit kecil jarak sepanjang daerah propagasi. Jika intensitas I pada jarak tertentu, dan intensitas yang hilang dI dalam perjalanan dengan jarak kecil dx , maka berlaku persamaan^[11],

$$\frac{dI}{I} = -n dx$$

dengan n konstanta proporsional, dengan tanda negatif menandakan perubahan intensitas negatif, penyelesaian integrasi dari persamaan dalam daerah antara R_1 dan R_2 , didapat hubungan intensitas I_1 dan I_2 dengan persamaan $I_2 = I_1 e^{-n(R_2 - R_1)}$,

bila ruas kiri dan kanan dilogaritmekan dan dikali faktor 10, diperoleh

$$10 \log I_2 - 10 \log I_1 = -10n(R_2 - R_1) \log_{10} e$$

Perubahan level antara R_1 dan R_2 adalah

$\alpha = 10n \log_{10} e$ dengan demikian diperoleh α , yang merupakan koefisien absorpsi dari medium dalam satuan desibel, yaitu

$$\alpha = \frac{10 \log I_2 - 10 \log I_1}{R_2 - R_1} \dots\dots\dots 4-3$$

Penyerapan gelombang akustik di lautan jauh lebih besar dibandingkan dengan di air tawar, dan tidak ada sangkut-pautnya dengan penghamburan, atau *scattering*, efek tekanan, refraksi, dan penyimpangan lain. Liebermann mempertalikan penyerapan yang berlebihan dengan "semacam" reaksi kimia yang terjadi dibawah pengaruh gelombang akustik dan melibatkan, salah satunya, garam minor yang terlarut di lautan^[7]. Di lautan, penebab penyerapan ada beberapa hal di antaranya shear viscosity, kerapatan molekul air, frekuensi kerja, dan sebagainya. Rayleigh persamaan untuk penyerapan oleh medium seperti berikut^[8]

$$\alpha = \frac{16\pi^2 \mu_s}{3\rho c^3} f^2 \dots\dots\dots 4-4$$

Dengan

α = koefisien intensitas penyerapan

μ_s = shear viscosity, [poises]

ρ = kerapatan molekul medium [g/Cm³]

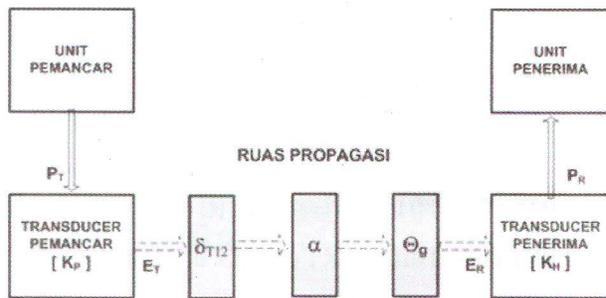
c = kecepatan suara [1500m/det]

f = frekuensi kerja [Hz]

Rugi-rugi total pada ruas propagasi adalah

$$a_{TOT} = \delta_{TI2} + \alpha + \Theta_g \dots\dots\dots 4-5$$

dengan Θ_g terdiri dari penghamburan, efek tekanan, refraksi, dan penyimpangan lain. Gambar 5 menunjukkan diagram rugi-rugi di ruas propagasi.



Gambar 5 : Diagram rugi-rugi di ruas propagasi.

Daya ultrasonik yang keluar dari penguat daya di unit pemancar adalah P_T . Energi akustik yang diradiasikan adalah hasil kali daya ultrasonik dengan faktor konversi K_p , menghasilkan E_T . Energi akustik pada muka hidrofona E_H adalah hasil kali E_T dengan rugi-rugi total, atau dalam dB

$$E_H = E_T - a_{TOT} \dots\dots\dots 4-6$$

Daya yang diterima oleh unit penerima P_R adalah $P_R = E_H + K_H$

Dengan memasukan faktor rugirugi total, faktor konversi K_T dan K_H didapat

$$P_R = P_T + K_T - \alpha_{TOT} + K_H \dots\dots\dots 4-7$$

Untuk meningkatkan penerimaan sinyal mungkin dilakukan dengan cara peningkatan

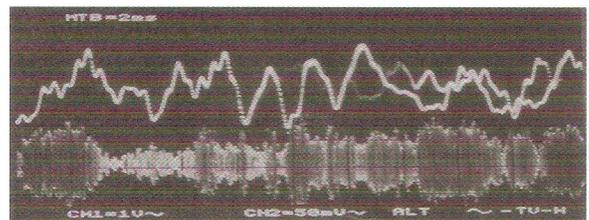
sensitifitas penerimaan. Peningkatan daya pemancar dapat dilakukan sampai batas daya sebelum efek *cavity* pada muka projektor.

5. Litbang SkoBA di PPET-LIPI.

Penelitian dan pengembangan SkoBA, sistem komunikasi bawah air, di PPET-LIPI dimulai dengan kegiatan pembuatan *Fish Tracking* untuk ikan tertentu. Dalam kegiatan tersebut, sebuah pemancar akustik sebesar kapsul disisipkan pada ikan, yang berada di dalam gerombolan ikan. *Tracking* dilakukan dengan menggunakan penerima akustik yang peka. Kegiatan selanjutnya adalah penelitian propagasi bawah air. Sistem komunikasi bawah air aplikasi dari titik ke titik dengan metode modulasi pita samping tunggal atas atau bawah telah dikembangkan oleh PPET-LIPI. Prototip ditunjukkan pada gambar 6^[4].



Gambar 6a : Prototip pemancar dan penerima pada SkoBA^[4].



Gambar 6b : sinyal penerimaan, dan penerima pada SkoBA^[4].

6. Kesimpulan

Dalam Sistem Komunikasi Bawah Air sinyal informasi dapat ditumpangkan pada gelombang akustik dengan manipulasi fasa, amplitude,

frekuensi, atau kombinasi ketiga besaran, dari gelombang tersebut. Kecepatan merambat gelombang akustik yang rendah mengakibatkan kualitas informasi penerima ditentukan juga oleh waktu tunda, selain oleh kuat sinyal.

Ucapan Terima Kasih

Terima kasih disampaikan pada rekan-rekan yang telah memberikan bantuan dalam penelitian ini. Bantuan tersebut dalam berupa penyediaan komponen elektronik, konstruksi mekanik, peralatan ukur sistem komunikasi. Ucapan terima kasih juga kami sampaikan pada pihak Elcomtel dan DiSalsa atas pemberian izin menggunakan fasilitas tempat penelitian di Waduk Cirata.

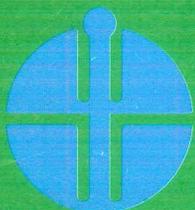
7. Daftar Pustaka

1. Erst Stephen J., "Receiving System Design", *Artech House*, Norwood MA, 1984.
2. Fischer, F. A, "Fundamental Of Electroacoustics", *Interscience Publisher, Inc*, New York, London, 1955.
3. Fink G. Donald dan Donald Christian, "Electronics Engineer Handbook", *McGraw-Hill Book Company*, New York, 1986.
4. Ismail Syamsu, "Pengembangan Sistem Komunikasi Strategis Menggunakan Sinyal Akustik", *Laporan Penelitian PPET-LIPI*, Bandung, 2008.
5. Ismail Syamsu, Deni P., "Karakterisasi Elemen Transduser Piezoelektrik Untuk Sistem Komunikasi Bawah Air", *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi*, Vol. 7 No. 2, Juli 2007.
6. Kasap, S.O., "Principles of Electronics Material and Devices", *McGraw-Hill Book Company*, Toronto, 2002.
7. Liebermann, L.N., "Sound Propagation in Chemically Active Media", *Phys Rev.*, 76, 1520 Newyork, 1949
8. Rayleigh, Lord, "The Theory of Sound vol II", *Dover Publications Inc*, Newyork, 1945
9. Team Editor, "Ensiklopedi Indonesia Edisi Khusus", *PT. Ichtiar Baru - Van Hoeve*, Jakarta, 1981.
10. Tucker D.G, D.Sc, B.K. Gazey, PhD., "Applied Underwater Acoustics", *Elsevier Publishing Company*, New York, 1962.
11. Urick J. Robert, "Principles of Under water Sound", *3D Edition McGraw-Hill Book Company*, New York, 1983.



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**], intansi, 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.



LIPI

JURNAL

ELEKTRONIKA dan TELEKOMUNIKASI

PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI - LIPI

Jl. Sangkuriang Bandung 40135 Tlp. (022) 250 4660, 250 4661 Fax. (022) 250 4659 - Bandung 40135
<http://www.ppet.lipi.go.id>