

Jurnal

ISSN 1411-8289

Elektronika dan Telekomunikasi

Volume 12, Nomor 1

Januari – Maret 2012

Akreditasi LIPI No : 276 / AU1 / P2MBI / 05 / 2010



LIPI

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

J. El. Kom

Vol.12

No. 1

Hal. 1 - 83

**Bandung
Januari – Maret 2012**

**ISSN
1411-8289**

JURNAL ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI

SUSUNAN REDAKSI

Pelindung / Penasehat
Deputi Bidang IPT-LIPI

Penanggung Jawab
Kepala PPET-LIPI

Penyunting Pelaksana

Dr. Goib Wiranto (Bahan dan Komponen Mikroelektronika)
Dr. Purwoko Adhi, DEA (Elektronika)
Dr. Mashury Wahab, M. Eng (Wireless dan RADAR)
Dr. Ir. Yuyu Wahyu, MT (Antena dan TV Digital)
Ir. Pamungkas Daud, MT (RF Technology)
Syamsu Ismail, ST (Elektronika Telekomunikasi)

Penelaah (Mitra Bestari)

Prof. Dr. Masbah R. T. Siregar (Fisika)
Prof. Eko Raharjo (Antena)
Dr. AB. Suksmono (Image Processing)
Dr. Ir. Adit Kurniawan, M. Eng (Antena/Wireless Communication)
Dr. Edy Supriyanto, S.Si, M.Si (Mikroelektronika)

Redaksi Pelaksana

Kepala Sub. Bagian Jasa dan Informasi
Lilis Retnaningsih, S.Si

Penata Letak

Arief Nur Rahman, S.Si
Dicky Desmunandar
Lisdiani

Sekretariat/Distributor

Wawat Karwati
Poppy Sumarni

Alamat Redaksi:

Redaksi Jurnal Elektronika Dan Telekomunikasi, Puslit. Elektronika Dan Telekomunikasi-LIPI
Jalan Sangkuriang Bandung 40135, Telp. (022)2504660, 2504661 Fax. (022)2504659
E-Mail : Jurnal@ppet.lipi.go.id

Daftar Isi

Hal

Kata Pengantar.....	iii
1. Absorpsi Gelombang Mikro oleh Bahan Magnetik $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ pada Rentang Frekuensi 9–15 GHz..... (Asep Yudi Hercuadi ¹ , Mashury ¹ , Wisnu Ari Adi ³)	1-6
2. Application of Pt Counter-Electrode on TCO-free Substrates for Dye-Sensitized Solar Cells..... (Natalita M. Nursam, Lia Muliani, Jojo Hidayat)	7-12
3. Development of a Remote Access System for Radar Network..... (Arief Nur Rahman and Mashury Wahab)	13-18
4. Influence of Texturing Processes on Quantum Efficiency of Solar Cell..... (Shobih ¹ , P. Sagala ² , Erlyta S.R ¹)	19-23
5. Karakterisasi Lapisan Platina Sputtering untuk Aplikasi Elektroda Pembanding pada <i>Dye-Sensitized Solar Cell</i> (Lia Muliani, Shobih, Jojo Hidayat)	24-29
6. Karakterisasi Lapisan Tipis Pt dan Pd Hasil Sputtering Sebagai <i>Doping</i> Pada Lapisan Sensitif WO_3 (Lilis Retnaningsih dan Erry Dwi Kurniawan)	30-34
7. Pembangkit Chirp WideBand Berbasis DDS dan VCO untuk Radar UWB..... (Purwoko Adhi dan Asep Yudi Hercuadi)	35-41
8. Pembuatan PA Menggunakan Komponen SZA3044 untuk CPE pada WiMAX (Yaya Sulaeman, Topik Teguh Estu, Tommy Hendrik)	42-45
9. Penerapan DGS (<i>Defected Ground Structure</i>) Belah Ketupat pada Antena Mikrostrip dengan Frekuensi 3,3GHz -3,4 GHz Menggunakan Pemodelan <i>Rectangular</i> (Sri Hardiati ¹ , Yuyu Wahyu ¹ Yustandi Achmad ²)	46-52
✓ 10. Pengembangan Antena Waveguide 8 Slot untuk Aplikasi Radar Pengawas Pantai..... (Fitri Yuli Zulkifli ⁽¹⁾ , Eko Tjipto Rahardjo ⁽¹⁾ , Ulil Ulya ⁽¹⁾ , dan Yuyu Wahyu ⁽²⁾)	53-57
11. Perancangan LNA Pada Frekuensi 3,35 GHz Untuk Aplikasi Penerima WiMAX..... (Topik Teguh Estu ¹ Syamsu Ismail ¹ Yaya Sulaeman ¹ Budi Herdiana ²)	58-63
12. Performance Evaluation for a Ground-Based Radar..... (Mashury Wahab and Daday Ruhayat)	64-70

13. Rancang Bangun Pembangkit Frekuensi Kristal 33.33 KHz untuk Frekuensi Pembawa pada Sistem Komunikasi Bawah Air 71-77
(Deni Permana dan Syamsu Ismail)
- ✓ 14 Rancang Bangun Sistim Telemetry Gas Beracun Gunung Berapi Sebagai Peringatan Dini Untuk Menurunkan Resiko Bencana Pada Masyarakat Dan Lingkungan Sekitarnya..... 78-83
(Tito Yuwono)

Kata Pengantar

Kita panjatkan puji dan syukur ke hadirat Allah SWT yang telah memberikan karuniaNya sehingga Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi bisa terbit di hadapan para pembaca semua. Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi telah terbit dari tahun 2001 dan telah terakreditasi B sejak tahun 2007 dengan No Akreditasi LIPI No. 276/AU1/P2MBI/05/2010.

Setiap makalah yang diterbitkan telah melalui proses pemeriksaan oleh Dewan Redaksi yang telah ditunjuk sesuai dengan kompetensinya atau kepakarannya. Pada penerbitan Volume 12 Nomor 1 tahun 2012 ini, disajikan 14 makalah yang meliputi topik - topik dalam bidang Telekomunikasi, Radar, Sonar, Sel Sulya, Sensor, Material Maju, Telemetry dan Aplikasi Elektronika. Makalah yang diterbitkan merupakan hasil dari penelitian yang telah dilakukan di lingkungan LIPI maupun dari instansi lainnya.

Pada kesempatan kali ini redaksi juga memberi kesempatan kepada para peneliti dari instansi lain yang terkait dengan bidang Elektronika, Telekomunikasi, Bahan dan Komponen Mikroelektronika, untuk dapat ikut menerbitkan hasil penelitiannya di Jurnal ini.

Semoga makalah yang diterbitkan kali ini dapat bermanfaat bagi para pembaca dan dapat memberi kontribusi bagi perkembangan ilmu pengetahuan di bidang yang terkait. Redaksi berharap makalah yang akan diterima untuk penerbitan selanjutnya dapat lebih bervariasi sehingga bisa menambah wawasan ilmu pengetahuan dan teknologi bagi para pembaca.

Redaksi Pelaksana

Absorpsi Gelombang Mikro oleh Bahan Magnetik $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ pada Rentang Frekuensi 9–15 GHz

Absorption of Microwave Magnetic Materials $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ in The Frequency Range 9-15 GHz

Asep Yudi Hercuadi¹, Mashury¹, Wisnu Ari Adi²

¹Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi,

Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia

Kampus LIPI Jl. Sangkuriang Gd 20 Lt 4, Bandung 40135

Email : asepy@ppet.lipi.go.id

² Pusat Teknologi BIN –BATAN Gedung 42 Kawasan Puspiptek, Tangerang Selatan

Abstract

The synthesis and characterization of $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ magnetic material through a mechanical alloying process have been performed. The $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ magnetic material was made from SrCO_3 , Fe_2O_3 , MnCO_3 , and TiO_2 materials. The mix was milled for 10 hours and then sintered at 1100°C for 15 hours. The refinement result of x-ray diffraction profile shown that the sample was a single phase and has a hexagonal structure (P 63mmc) with lattice parameter were $a = 5.9137(4) \text{ \AA}$, $b = 5.9137(4) \text{ \AA}$ and $c = 23.124(2) \text{ \AA}$, $\alpha = \beta = 90^\circ$ and $\gamma = 120^\circ$, volume of unit cell $V = 700.3(1) \text{ \AA}^3$ and atomic density was $\rho = 5.7136 \text{ gr.cm}^{-3}$. The observation result by use scanning electron microscope was required that the sample has the uniform and homogeneity of particle size. The result of hysteresis curve shown that the sample is a soft magnetic with the coercive field is very low, so that the material can be used as a microwave absorption material. And the result of absorption test shown that the sample able to absorb a microwave in the frequency range 9 – 15 GHz. We concluded that the $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ magnetic material has been made successfully and able to absorb a microwave in the frequency range 9 – 15 GHz.

Keywords : microwave absorption, $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$, magnetic.

Abstrak

Telah dilakukan sintesis dan karakterisasi bahan magnetik $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ melalui proses mechanical alloying. Bahan magnetik $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ dibuat dari oksida penyusun SrCO_3 , Fe_2O_3 , MnCO_3 , dan TiO_2 . Campuran di milling selama 10 jam kemudian di sintering pada suhu 1100°C selama 15 jam. Hasil refinement pola difraksi sinar-x menunjukkan bahwa sampel adalah single phase dan memiliki struktur Hexagonal (P 63mmc) dengan parameter kisi kisi $a = 5.9137(4) \text{ \AA}$, $b = 5.9137(4) \text{ \AA}$ dan $c = 23.124(2) \text{ \AA}$, $\alpha = \beta = 90^\circ$ dan $\gamma = 120^\circ$, volume unit sel sebesar $V = 700.3(1) \text{ \AA}^3$ dan kerapatan atomik sebesar $\rho = 5.7136 \text{ gr.cm}^{-3}$. Hasil pengamatan dengan scanning electron microscope diperoleh bahwa sampel memiliki ukuran partikel yang relative merata dan homogen yang terdistribusi di seluruh permukaan sampel. Hasil Analisa kurva histerisis ditunjukkan bahwa sampel merupakan soft magnetic dengan medan coersivitas yang relative kecil, sehingga bahan ini dapat digunakan sebagai bahan penyerap gelombang mikro. Hasil pengujian serapan gelombang mikro diperoleh bahwa sampel mampu menyerap gelombang mikro pada rentang frekuensi 9 – 15 GHz. Disimpulkan bahwa telah berhasil dibuat bahan magnetik $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ yang dapat menyerap gelombang mikro pada rentang frekuensi 9 – 15 GHz.

Kata kunci : absorpsi gelombang mikro, $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$, magnetic.

1. Pendahuluan

Bahan ferromagnet dengan permeabilitas yang sangat tinggi dapat digunakan sebagai penyerap gelombang elektromagnetik frekuensi rendah. Biasanya bahan tersebut digantikan

dengan bahan magnet berbasis ferrite yang mampu mereduksi gelombang elektromagnetik hingga skala MHz bahkan sampai GHz. Berdasarkan fenomena tersebut, bahan magnet berbasis ferrite sangat efektif untuk penyerap

gelombang elektromagnetik frekuensi ultra tinggi pada frekuensi radar yang bekerja pada frekuensi MHz hingga GHz. Prinsip kerja bahan magnet berbasis ferrite ini dapat meminimalkan bahkan menghilangkan intensitas dan daya radiasi yang dipantulkan oleh radar, sehingga lazim bahan ini dapat dimanfaatkan sebagai bahan anti radar [1,2].

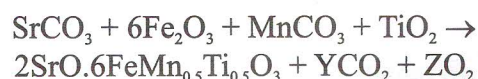
Bahan magnet permanen berbasis ferrite yang cukup dikenal dan banyak digunakan baik di industri maupun pada peralatan rumah tangga adalah stronsium hexaferrite ($\text{SrO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$). Bahan stronsium hexaferrite ini memiliki beberapa keunggulan diantaranya adalah harganya yang murah, nilai koersivitas dan saturasi magnet yang tinggi, serta suhu transisi magnet T_c (suhu Curie) yang tinggi pula. Disamping itu juga bahan ini memiliki sifat kimia yang stabil, dan tahan korosi [3,4,5]. Salah satu syarat yang harus dipenuhi untuk aplikasi praktis sebagai penyerap gelombang elektromagnetik adalah bahwa bahan ini harus memiliki nilai koersivitas serendah mungkin dengan saturasi magnet yang tinggi [6,7]. Dengan demikian diperlukan modifikasi bahan agar dapat memperkecil nilai koersivitas dari bahan ini. Seperti telah diketahui, sifat-sifat makroskopik seperti sifat magnet, listrik maupun mekanik bahan akan sangat bergantung pada struktur mikroskopiknya. Oleh sebab itu proses sintesis maupun komponen unsur-unsur yang terkandung di dalam bahan akan berpengaruh terhadap produk akhir yang dihasilkan. Pertumbuhan kristalit ini dapat dipercepat ataupun dibatasi dengan menambahkan unsur-unsur tertentu ke dalam prekursor.

Berdasarkan penelitian ini akan dilakukan modifikasi bahan ferrite sistem stronsium hexaferrite ($\text{SrO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$), dengan senyawa empiris $\text{SrO} \cdot 6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$. Modifikasi bahan ini adalah mensubstitusi atom Fe yang bersifat ferromagnetik dengan atom Mn dan Ti yang bersifat non ferromagnetik. Sehingga diharapkan kehadiran Mn dan Ti ini dapat

mempengaruhi jumlah keberadaan coupling $\text{Fe}^{2+}/\text{Fe}^{3+}$ yang sangat berkontribusi terhadap sifat magnetik pada bahan ini. Pembahasan pada penelitian ini mencakup hasil sintesis, karakterisasi struktural hingga pada tinjauan absorpsi gelombang mikro pada modifikasi bahan sistem stronsium hexaferrite. Jadi tujuan penelitian ini adalah untuk mensintesis single phase bahan magnet sistem $\text{SrO} \cdot 6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ dan memahami perubahan parameter-parameter struktur kristal bahan ini akibat substitusi Mn dan Ti ke dalam Fe dan karakterisasi absorpsi gelombang mikro.

2. Metodologi Penelitian

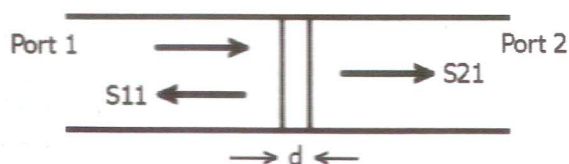
Sintesis bahan $\text{SrO} \cdot 6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ dilakukan menggunakan metode reaksi padatan dengan oksida-oksida penyusun adalah SrCO_3 , Fe_2O_3 , MnCO_3 , dan TiO_2 . Kelima bahan dasar tersebut diperoleh dari produk Merck dengan kemurnian lebih dari 99 %. Keempat bahan dasar tersebut dicampur menggunakan alat high energy milling (HEM) Spex 8000. HEM ini berada di laboratorium Bidang Karakterisasi dan Analisis Nuklir (BKAN), Pusat Teknologi Bahan Industri Nuklir (PTBIN), Badan Tenaga Nuklir Nasional (BATAN) dengan spesifikasi *normal speed 1400 rpm, run time 90 menit, of time 30 menit, dan on of cycle 1 kali*. Dimensi *vial* HEM, panjang 7,6 cm dan diameter 5,1 cm. Sedangkan diameter *ball mill* sebesar 10 mm, terbuat dari bahan *stainless steel*. Campuran ini ditambahkan ethanol dan di-milling selama 10 jam pada suhu ruang. Tujuan milling ini agar diperoleh campuran yang homogen sehingga pada saat disintering akan mudah terbentuk paduan yang single phase sesuai dengan persamaan reaksi sebagai berikut :



Campuran hasil proses milling kemudian dibuat dalam bentuk sampel pelet diameter 2 cm dan ketebalan 2 mm yang dikompaksi dengan tekanan 5000 psi. Sampel pelet tersebut disintering pada suhu 1100°C selama 15h dan didinginkan di dalam lingkungan furnace. Setelah itu sampel pelet hasil sintering digerus kembali untuk

dikarakterisasi baik struktur kristal, struktur mikro, sifat magnetik, maupun sifat serapan gelombang elektromagnetiknya.

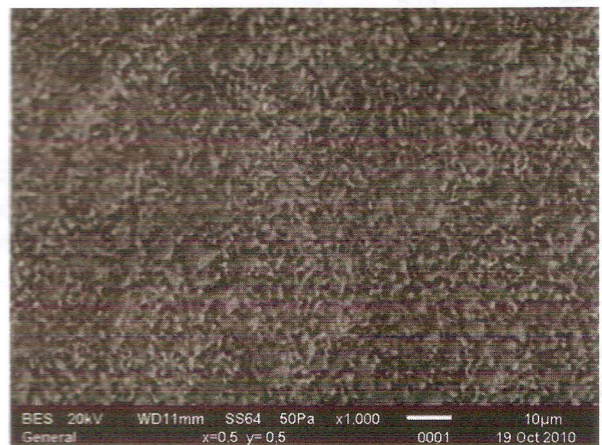
Analisis kualitas dan kuantitas fasa-fasa yang ada di dalam sampel dilakukan menggunakan alat x – ray diffractometer (XRD) Philip tipe PW1710. Pengukuran pola difraksi sampel dilakukan dengan berkas sinar-x dari tube anode Cu (copper) dengan panjang gelombang, $\lambda = 1,5406 \text{ \AA}$, mode: continuous-scan, step size : 0,02, dan time per step : 0,5 detik. Profil difraksi sinar-x dianalisis menggunakan perangkat lunak GSAS (Rietveld Analysis) [8]. Pengamatan struktur mikro dan analisis elementer dilakukan dengan menggunakan alat scanning electron microscope (SEM) merek JEOL, sedangkan sifat magnetik bahan diuji dengan menggunakan peralatan vibrating sample magnetometer (VSM) merek Oxford. Ketiga karakterisasi tersebut dilakukan di laboratorium Karakterisasi dan Analisis Nuklir, Pusat Teknologi Bahan Industri Nuklir, Badan Tenaga Nuklir Nasional (BATAN). Karakterisasi serapan gelombang elektromagnetik dilakukan dengan alat vector network analyzer (VNA) di PPET – LIPI Bandung. VNA ini dapat digunakan untuk menganalisis efek refleksi dan transmisi dari sumber gelombang elektromagnetik yang dihasilkan dengan sinyal frekuensi tertentu. Gelombang datang dari Port 1 dan gelombang pantul (S_{11}) diterima juga oleh Port 1 serta gelombang transmisi (S_{21}) diterima oleh Port 2. Skematik dari perambatan gelombang elektromagnetik dalam air line wave guide ditunjukkan pada Gambar 1.



Gambar 1: Skema Perambatan Gelombang Elektromagnetik dalam Air Line Wave Guide

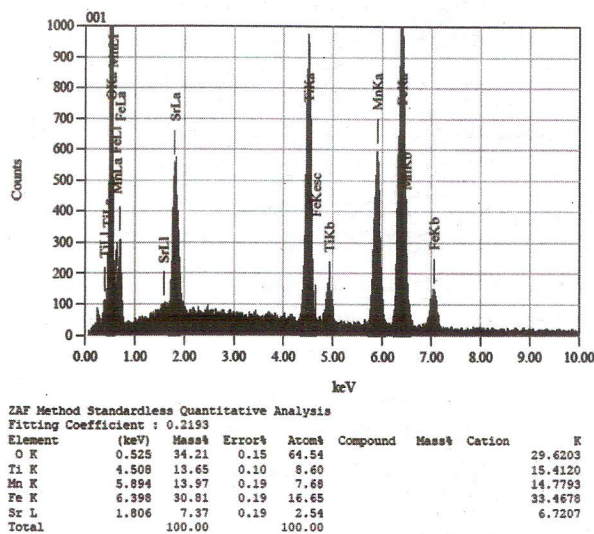
3. Hasil dan Pembahasan

Pada Gambar 2 diperlihatkan hasil pengamatan morfologi permukaan dan analisis elementer sampel $\text{SrO} \cdot 0,6\text{FeMn}_{0,5}\text{Ti}_{0,5}\text{O}_3$. Berdasarkan Gambar 2 tersebut tampak bahwa pengamatan morfologi permukaan menunjukkan hasil reaksi dari campuran tersebut diduga tidak menghadirkan fasa asing. Sampel terlihat sangat homogen yang terdistribusi merata diseluruh permukaan sampel. Partikel berbentuk poligonal yang merupakan ciri-ciri bentuk partikel dari $\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$ dengan ukuran partikel $1 - 2 \mu\text{m}$.



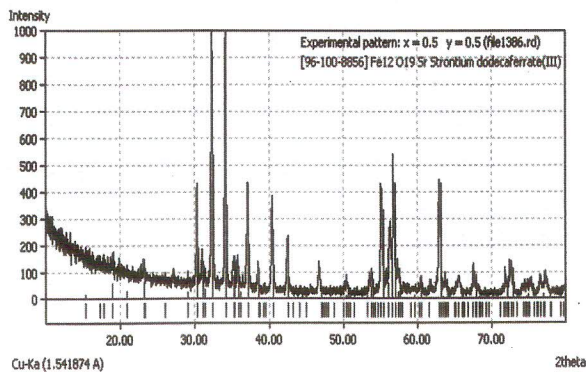
Gambar 2: Morfologi Permukaan Sampel $\text{SrO} \cdot 0,6\text{FeMn}_{0,5}\text{Ti}_{0,5}\text{O}_3$

Pada Gambar 2 ditunjukkan pula bahwa sampel telah berdifusi antar partikel dengan baik. Sedangkan hasil analisis elementernya ditunjukkan pada Gambar 3.



Gambar 3: Hasil Analisis Uji Elementer Sampel $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$

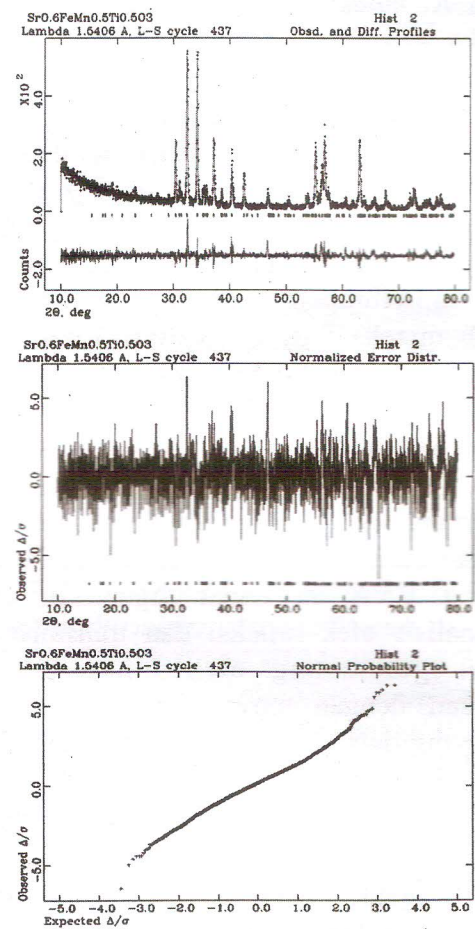
Hasil analisis kuantitatif dari uji elementernya pada Gambar 3 menunjukkan bahwa substitusi atom Mn dan Ti ke dalam atom Fe telah terjadi dan diduga fasa $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ telah terbentuk dengan baik. Untuk itu diperlukan analisis kandungan fasa di dalam sampel dengan menggunakan difraksi sinar-x seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.



Gambar 4: Identifikasi Fasa Pola Difraksi Sinar-X Sampel $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$

Pada Gambar 4 menunjukkan bahwa telah terbentuk puncak-puncak yang diduga memiliki fasa yang sama. Identifikasi fasa pada sampel $\text{Ba}_{0.5}\text{Sr}_{0.5}\text{O} \cdot 0.6\text{Fe}_2\text{O}_3$ merujuk pada hasil penelitian Obradors [9]. Dan berdasarkan

Gambar 4 tersebut dapat diasumsikan bahwa penambahan unsur atau adanya substitusi Mn dan Ti tidak menghadirkan fasa asing. Dengan demikian substitusi Mn dan Ti ke dalam Fe pada sistem $\text{SrO} \cdot 0.6\text{Fe}_2\text{O}_3$ telah terbentuk dengan baik. Namun sejauh mana pengaruh penambahan atau substitusi Mn dan Ti ini ke dalam atom Fe terhadap struktur kristal sampel perlu dianalisis lebih lanjut.



Gambar 5: Refinement Pola Difraksi Sinar-X Sampel $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$

Pada Gambar 5 ditunjukkan hasil *refinement* pola difraksi sinar-x sampel $\text{SrO} \cdot 0.6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$. Hasil *refinement* ini menghasilkan kualitas *fitting* sangat baik dengan faktor R yang sangat kecil juga. Faktor R merupakan *criteria of fit* dan faktor S adalah *goodness of fit* yang bernilai sangat kecil seperti yang ditunjukkan pada Tabel 2, dan menurut Izumi nilai S

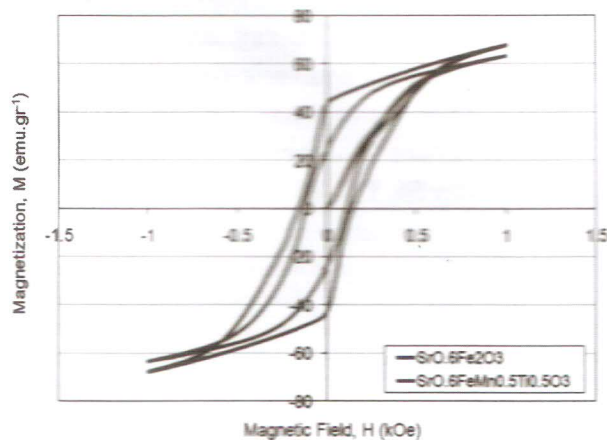
atau χ^2 (*chi-squared*) yang diperkenankan maksimum 1,3 [8].

Tabel 2: *Criteria (factor R) and goodness of fit (S). Fasa $\text{SrO}_6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ (referensi Obradors [9])*

Grup ruang (space group) : P 63/m m c (194)		
Sistem kristal : Hexagonal		
Parameter kisi :		
$a = 5.9137(4) \text{ \AA}$, $b = 5.9137(4) \text{ \AA}$ dan		
$c = 23.124(2) \text{ \AA}$, $\alpha = \beta = 90^\circ$ dan $\gamma = 120^\circ$		
$V = 700.3(1) \text{ \AA}^3$ dan $\rho = 5.7136 \text{ gr.cm}^{-3}$		
Factor R	wR ₀ = 19.78	χ^2 (chi-squared) = 1.185
	R ₀ = 14.36	

Pada Gambar 5 ditunjukkan bahwa telah terbentuk puncak-puncak difraksi bragg yang diduga memiliki fasa tunggal (*single phase*).

Pada Gambar 6 merupakan kurva hysteresis loops untuk sampel $\text{SrO}_6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ dan data magnetic nya ditunjukkan pada Table 3.

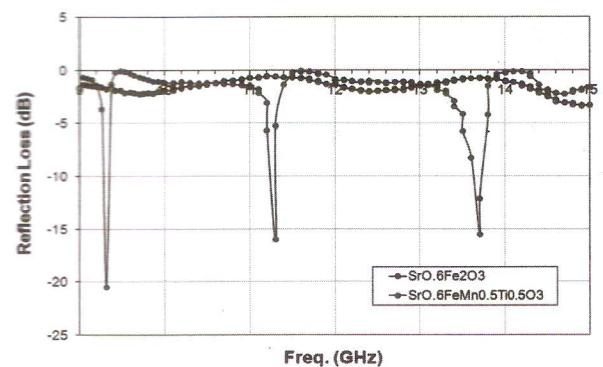


Gambar 6: Kurva Hysteresis Loops Sampel $\text{SrO}_6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$.

Kurva hysteresis loop terdiri dari intrinsic saturation M_s , remanence M_r , dan coercivity H_c . Pada Gambar 6 tampak bahwa nilai coercivity menurun dengan meningkatnya Mn and Ti. Hal ini menunjukkan bahwa momen dipole magnetic Fe^{3+} berubah setelah disubstitusi ion Mn^{2+} dan Ti^{4+} .

Polarisasi gelombang elektromagnetik di dalam waveguide sangat berguna untuk menganalisis sifat listrik dalam bahan setebal d . Untuk mendapatkan akurasi data pada pengukuran koefisien refleksi dan transmisi perlu dilakukan kalibrasi menggunakan metode TRL (*transmission reflection line*). Pengujian *refection loss* (RL) terhadap sampel diukur dengan menggunakan alat *Vector Network Analyzer* tipe ADVANTEST R3770 dengan rentang frekuensi 300 KHz – 20 GHz. Untuk analisis refleksi dan transmisi gelombang mikro pengujian dilakukan pada frekuensi 9 GHz hingga 15 GHz dengan prototipe sampel berbentuk *bulk* dengan diameter 25 mm dan ketebalan 2 mm.

Pengujian absorpsi atau serapan gelombang elektromagnetik dilakukan di Pusat Penelitian Elektronika Terapan (PPET) – LIPI Bandung. Dan hasil perhitungan total *reflection loss* sampel sistem $\text{SrO}_6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ dalam rentang frekuensi 9-15 GHz diperlihatkan pada Gambar 7. Pada sampel $\text{SrO}_6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$, *reflection loss* tidak signifikan dan terjadi pada rentang (bandwidth) yang kecil. Hal ini mengindikasikan terjadi penyerapan yang signifikan pada rentang frekuensi tertentu.



Gambar 7: Kurva Reflection Loss Sampel $\text{SrO}_6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$.

Rentang frekuensi serapan terjadi pada daerah 9 – 9,5 GHz, 11 – 11,5 GHz, dan 13 – 14 GHz, dan titik puncak serapan terjadi pada frekuensi 9,3 GHz, 11,3 GHz, dan 13,7 GHz. Tajamnya frekuensi serapan ini berkaitan dengan besarnya partikel yang dimiliki oleh bahan tersebut.

Sehingga untuk dapat melebarkan bandwidth serapan diperlukan bahan yang memiliki ukuran partikel lebih kecil

4. Kesimpulan dan Saran

Pada penelitian ini telah berhasil dilakukan pembuatan sampel single phase *single phase* bahan magnet $\text{SrO} \cdot 6\text{FeMn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$. Hasil refinement pola difraksi sinar-x menunjukkan bahwa sampel adalah single phase dan memiliki struktur Hexagonal (P 63mmc) dengan parameter kisi $a = 5.9137(4) \text{ \AA}$, $b = 5.9137(4) \text{ \AA}$ dan $c = 23.124(2) \text{ \AA}$, $\alpha = \beta = 90^\circ$ dan $\gamma = 120^\circ$, volume unit sel sebesar $V = 700.3(1) \text{ \AA}^3$ dan kerapatan atomik sebesar $\rho = 5.7136 \text{ gr.cm}^{-3}$. Hasil pengamatan dengan scanning electron microscope diperoleh bahwa sampel memiliki ukuran partikel yang relative merata dan homogen yang terdistribusi di seluruh permukaan sampel. Hasil Analisa kurva histerisis ditunjukkan bahwa sampel merupakan soft magnetic dengan medan coersivitas yang relative kecil, sehingga bahan ini dapat digunakan sebagai bahan penyerap gelombang mikro. Rentang frekuensi serapan terjadi pada daerah 9 – 9,5 GHz, 11 – 11,5 GHz, dan 13 – 14 GHz, dan titik puncak serapan terjadi pada frekuensi 9,3 GHz, 11,3 GHz, dan 13,7 GHz. Tajamnya frekuensi serapan ini berkaitan dengan besarnya partikel yang dimiliki oleh bahan tersebut. Sehingga untuk dapat melebarkan bandwidth serapan diperlukan bahan yang memiliki ukuran partikel lebih kecil.

Daftar Pustaka

- [1] Alexandre R. Buena, Maria L. Gregorib, Maria C.S. No' bregac, **Journal of Magnetism and Magnetic Materials** 320 (2008) 864–870.
- [2] Bin Yu, Lu Qi, Hui Sun, Jian-zhong Ye, *J Mater Sci* (2007) 42:3783–3788.
- [2] Kojima, H., **Fundamental Properties of Hexagonal Ferrites with Magnetoplumbite Structure**, vol. 3; ed. P. Wohlfarth, *North Holland Publishing Company, Amsterdam*, 1982.
- [4] Estevez Rams, E., Martinez Garcia, R., Reguera, E., Montiel, Sanchez, E., and Madeira, H. Y., **Structural Transformation with Milling on Sol-Gel Precursor for BaM Hexaferrite**, *J. Phys. D: Appl. Phys.* 33, (2000) 2708-2715
- [5] Joonghoe Dho, E.K. Lee, J.Y. Park, N.H. Hur, **Journal of Magnetism and Magnetic Materials** 285 (2005) 164–168.
- [6] R. Nowosielski, R. Babilas, G. Dercz, L. Pajk, J. Wrona, **Archives of Materials Science and Engineering**, Volume 28, Issue 12, December 2007, Pages 735-742.
- [7] Kaczmarec, W.A., Ninham, B.W., *J. Appl. Phys.*, 76 (10), 1994, 6065-6067.
- [8] F. Izumi, "A Rietveld-Refinement Program RIETAN-94 for Angle-Dispersive X-Ray and Neutron Powder Diffraction", *National Institute for Research in Inorganic Materials 1-1 Namiki, Tsukuba, Ibaraki 305, Japan, Revised on June 22, 1996*.
- [9] Obradors X, Collomb A, Pernet M, Samaras D, Joubert J C, "X-ray analysis of the structural and dynamic properties of Ba Fe₁₂ O₁₉ hexagonal ferrite at room temperature", *Journal of Solid State Chemistry* 56, 171-181 (1985).

Application of Pt Counter-Electrode on TCO-free Substrates for Dye-Sensitized Solar Cells

Aplikasi counter electrode Pt pada substrat non TCO untuk sel surya dye-sensitized

Natalita M. Nursam, Lia Muliani, Jojo Hidayat
Research Center for Electronics and Telecommunication
Indonesian Institute of Sciences (PPET-LIPI)

Kampus LIPI Gedung 20 Lt. 4 Jl. Sangkuriang, Bandung 40135 INDONESIA

Phone: +62-22-2504660, Fax: +62-2504659

Email: natalita@ppet.lipi.go.id

Abstrak

Sel surya dye-sensitized (DSSC) diperkirakan akan menjadi kandidat teknologi fotovoltaic yang murah. Untuk mencapai hal tersebut, maka biaya material sangat penting untuk diminimalkan. Penelitian ini bertujuan untuk mempelajari pemanfaatan substrat kaca non TCO sebagai counter electrode untuk DSSC sebagai alternatif menggantikan penggunaan FTO (fluorine-doped SnO₂). Platinum digunakan sebagai lapisan counter electrode dan Titanium sputtering digunakan untuk membentuk sebagai lapisan konduktif. Sebelum proses deposisi, substrat kaca disiapkan dengan perlakuan yang berbeda. Beberapa substrat dietch menggunakan larutan HF 10% untuk menghasilkan permukaan yang kasar dan meningkatkan daya ikatnya. Hasil pengukuran UV-VIS spectrophotometer menunjukkan bahwa pada panjang gelombang 400-800 nm, substrat kaca yang dietch menghasilkan transmisi cahaya 5% lebih besar dari pada kaca yang tidak dietch. Bagaimanapun karakteristik I-V menunjukkan bahwa performa sel surya yang menggunakan substrat non TCO lebih rendah dari pada sel yang menggunakan FTO. Namun demikian sel surya dengan substrat non TCO dengan perlakuan HF menghasilkan efisiensi 0.84% lebih besar dibandingkan substrat non TCO tanpa perlakuan HF. Hal ini menunjukkan bahwa untuk meningkatkan karakteristik DSSC, diperlukan pengembangan perlakuan ini.

Kata Kunci : TCO, FTO, Pt, counter-electrode, sputtering, DSSC.

Abstract

The dye-sensitized solar cell (DSSC) is expected to be a promising candidate for low-cost photovoltaic technology. In order to attain this, it is imperative that the material cost should be minimized. This research paper aims to study the utilization of glass substrates without having transparent conducting oxide (TCO) layer as the counter-electrode for DSSC. This is an alternative approach to substitute the use of fluorine-doped SnO₂ (FTO). Platinum was used as the counter-electrode's catalyst layer whereas DC-sputtered titanium was employed to perform as the conducting layer. Prior to the deposition, the glass substrates were treated differently. Some of them were etched on 10% diluted hydrofluoric (HF) acid solution in order to obtain rough surface and improve the adherence. The UV-VIS spectrophotometer measurements indicate that the glass substrates that were treated on wet chemical etching shows better light transmission compared to that of the bare glass, i.e. with approximately 5% higher transmission rate between 400-800 nm of wavelength. However, the I-V characteristics suggest that the solar cell performance of the cells featuring non-TCO substrates is somewhat inferior to that of the cells which are using FTO substrates. Nevertheless, when it comes to comparing the TCO-free cells, 0.84% of higher efficiency was shown by the cell which was received HF treatment. This indicates that further development of such treatment is necessary to improve the DSSC characteristics.

Keywords : TCO, FTO, Pt, counter-electrode, sputtering, DSSC.

1. Introduction

The development of nanomaterials for solar cells to convert solar energy into electricity

has been emerged rapidly as the demand for affordable and sustainable energy increases. At the application stage, solar cells is an alternative

form of device which able to provide renewable energy in a safe and easy way. Dye-sensitized solar cell (DSSC) is a third generation solar cell which employs the basic mechanism of photoelectrochemistry. The DSSC technology has been developed very quickly since the work on this device was firstly reported by Gratzel in 1991 [1]. This type of solar cell has been of interest among PV scientist and academics as it can be produced in lower-cost processes compared to the conventional solar cells which are mostly fabricated from silicon. In addition to the low-cost factor, DSSC is also attractive due to its stylish color design and its transparency.

The physical structure of a standard DSSC is a sandwiched structure that consist of glass layered with transparent conducting oxide (TCO), a porous titanium dioxide (TiO_2) layer stained with dye molecules, an electrolyte layer of redox species (I^- and I_3^-), and a counter-electrode such as a platinum deposited on a TCO glass. Among the available TCO materials, the most commonly used for DSSC is fluorine doped tin oxide ($\text{SnO}_2:\text{F}$) glass or referred as FTO. However, FTO glass is very expensive and the use of such glass is estimated to be 50-60% of the total fabrication cost of a DSSC [2]. Furthermore, the use of two pieces of TCO glass for DSSC is somehow not suitable in terms of cost effectiveness.

In order to promote DSSC for commercial application, it is necessary to improve the cell structure based on simpler and lower-cost processes. In this work, we propose a new structure by integrating a TCO-free glass as the counter-electrode substrate for DSSC. As for the photoelectrode, we still use the FTO glass due to the indispensable requirement for light harvesting and light absorption.

The material used for the counter-electrode is platinum (Pt) which is deposited above titanium (Ti) layer. Figure 1 describes the schematic of such structure compared to the typical structure of DSSCs. Kim et al. suggested on their work that Ti acts as a good conductor which able to collect electrons and allows ionic diffusion of I^-/I_3^- through the hole [3]. We expect that the use of Ti in our proposed structure will increase the

glass substrate without having additional processing step as the Ti deposition was sputtered at the same chamber prior to the deposition of Pt. The application of Ti as an intermediate layer is also expected to improve the adherence of Pt film upon the TCO-free glass.

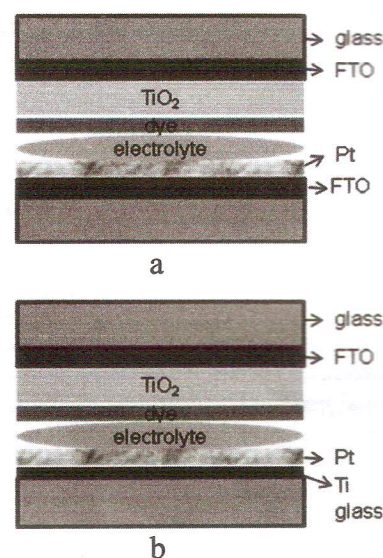


Figure 1 : Cell structure of: a). Typical DSSC; b). DSSC with TCO free counter-electrode

2. Methodology

2.a. Materials

The glass substrates used for the counter-electrode were soda-lime glasses which is commercially available. Meanwhile, the FTO glass used for the photoelectrode was purchased from Dyesol, Australia with a conductivity of $15\Omega/\square$. Some of the other materials were also supplied by Dyesol, such as TiO_2 paste (18NR-AO), sensitizing dye B2(N719), electrolyte EL-HSE, Surlyn, and hermetic sealing compound. In addition to these materials, we also used some chemical reagents which were also commercially available.

2.b. Substrate Preparation

In order to analyze the effect of surface roughness, we divided the TCO-free glasses into two groups. The glasses on one group received wet chemical etching on diluted hydrofluoric acid (HF) solution with a 10% concentration.

The etching procedure was performed manually by soaking the glass on the solution and moved it back and forth for 5 minutes each. The glasses were subsequently rinsed on de-ionized water. Meanwhile, the glasses on the other group do not received any etching treatment; they were cleaned using DI water and alcohol solution and then proceeded into the sputtering process.

2.c. Counter-electrode Preparation

For the counter-electrode, the deposition process was performed using DC-sputtering process with an initial pressure of 6.6×10^{-3} Pa, argon gas pressure of 5.3×10^{-3} Pa, rotation speed 5 rpm and power of 5 W. Ti and Pt were consecutively deposited for 1 and 5 minutes, respectively.

2.d. Photoelectrode Preparation

TiO₂ deposition was performed using screen-printing technique which is relatively easy, low-cost, and industrially feasible. The TiO₂ pastes used in this experiment was Dyesol 18NR-AO with an opaque sintered layer. The printing process was performed twice based on the optimum results from our previous work [4], whereas each step was followed with drying on an oven at a temperature of 175°C for 10 minutes. At the end of the process, all samples were sintered on a conveyor-belt furnace for 15 minutes. All samples were subsequently immersed on a solution consisting ruthenium dye B2(N719) and ethanol with a concentration of 20 mg/100 ml. The dyeing process was done for 24 hours in a dark place and, in the end of the process; all samples were rinsed using ethanol to remove the dye residues.

2.e. Cell Assembly

Both photoelectrode and counter-electrode were assembled into a sandwich structure using 50 μ m thick thermoplastic sealant (Surlyn) as the spacer, being attached on the TiO₂'s surroundings. All samples were subsequently heated on a temperature of 120°C to strengthen the attachment process. Finally, Dyesol liquid electrolyte EL-HSE was injected into the assembled samples and the remaining holes were

subsequently sealed using hermetic sealing compounds.

3. Results and Discussion

Figure 2 shows the top-view SEM images comprising the surface morphology of bare glass (2.a), HF-etched glass (2.b), and FTO coated glass (2.c). It can be seen that the surface of both TCO-free glasses are similar but featuring different level of roughness. Surface of the glass that received HF treatment has denser cavities compared to the surface of the bare glass. The surface of the FTO glass, however, is completely different due to the existence of the doped layer on the surface.

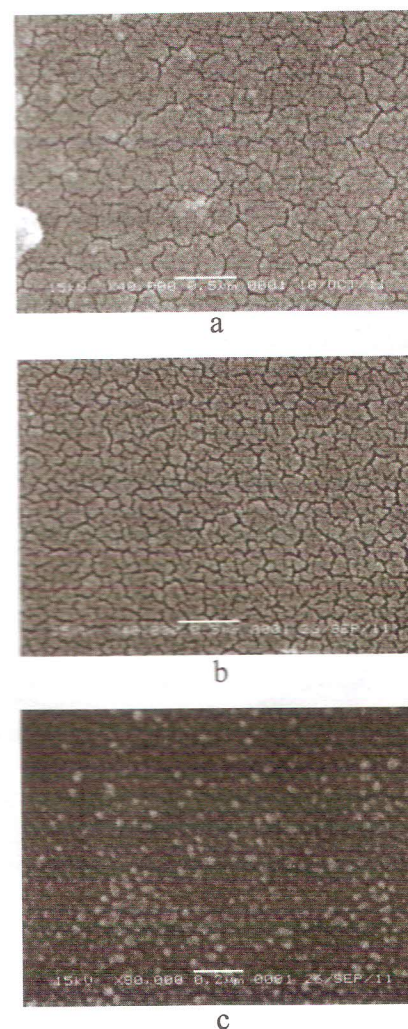


Figure 2 : Surface morphology of a). bare glass, b). bare glass which was etched in HF; and c). FTO glass.

In order to characterize the optical properties of each substrate, we perform a spectrophotometer measurement in the range of visible wavelength. The absorption and transmittance characteristics are shown in Figure 3.

It can be seen that the TCO-free glasses generally have higher transmittance -and consequently lower absorption-compared to the FTO glass. Our data also show that TCO-free substrates that were treated on wet chemical etching shows better light transmission compared to that of the bare glass, i.e with approximately 5% higher transmission rate between 400-800 nm of wavelength. This indicates that the TCO-free samples can be a good candidate to be used on transparent counter-electrode for reverse illumination purpose. However, Pt-sputtered counter-electrode used in this work was opaque; therefore such characteristic is somehow irrelevant for our application. Having said that, we suspect that the optical properties of the TCO-substrates may somewhat affect the overall performance of the cell as will be described in the next paragraphs.

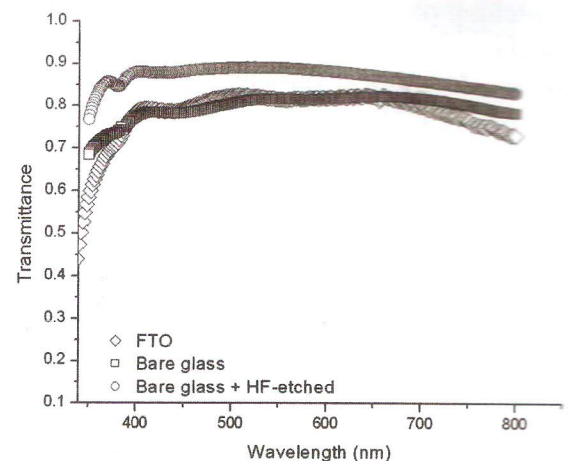
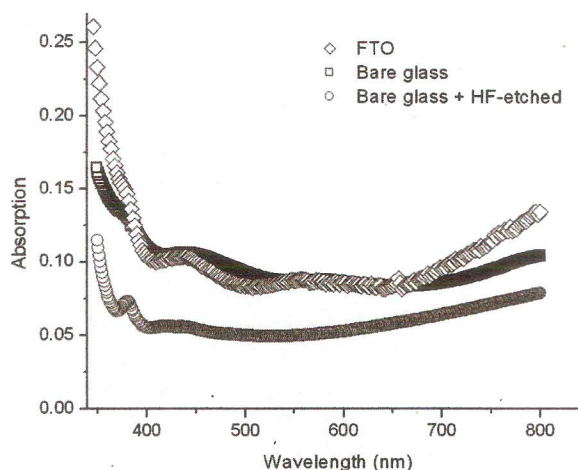


Figure 3 : Optical properties of various substrates showing the a). Absorption; and b). Transmission characteristics.

The photocurrent-voltage (I-V) characteristic of all samples featuring different counter-electrode substrates is shown in Figure 4. Meanwhile, the photovoltaic characteristics of the corresponding samples in Figure 4 are listed in Table 1. In general, it can be seen that the highest efficiency was delivered by the sample which uses FTO substrate for the counter-electrode with a 3.03% of photoconversion efficiency. However, there is a notable result shown by the sample featuring bare glass etched in HF compared to the sample with a bare glass without additional treatment, in which the resulting efficiency is 0.84% higher. This suggests that the etching treatment has actually showed a good potential to improve the photovoltaic properties of the cells featuring TCO-free substrates.

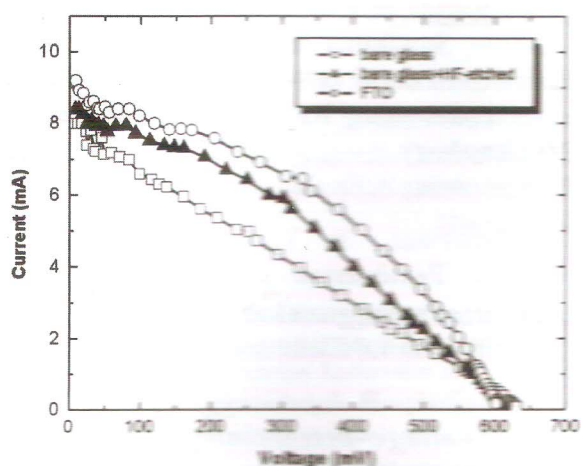


Figure 4 : I-V characteristics of samples with various counter-electrode substrates.

Table 1 : Electrical parameters of DSSC samples featuring various counter-electrode substrates (illumination $\sim 40 \text{ mW/cm}^2$, AM1.5, $R_{\text{sc}}=0.1-6 \text{ k } \Omega$).

	FTO	Bare glass and HF-etched	Bare glass
Voc (mV)	655	661	681
Isc (mA)	8.33	7.8	7.04
Pmax (mW)	2.12	1.79	1.3
FF	0.39	0.35	0.27
Efficiency	3.03%	2.55%	1.71%

Another important feature that can be discerned from the I-V data is the opposite trend of the V_{oc} compared to the other parameters. The samples with TCO-free substrates have shown relatively higher V_{oc} compared to the sample with FTO. According to the kinetic model [5], V_{oc} is limited by $E_F - E_{\text{redox}}$, where E_F is the Fermi level of TiO_2 and E_{redox} is the redox potential of the electrolyte. Our result suggests that the carrier recombination in TCO-free samples are reduced, which results in higher V_{oc} .

We presume that the lower efficiency shown by the TCO-free samples are attributed by the higher resistance featured by the TCO-free substrates. The sheet resistivity of the substrates after (Ti and) Pt depositions as measured by four points probe technique are given in Table 2. From this data, we conclude that the

conductivity of the TCO-free substrates needs to be further increased in order to achieve a comparable result to that of the conventionally structured DSSCs.

Table 2 : Sheet resistance of various substrates following catalyst depositions, as measured using 4-point probes.

Substrate	Ti	Pt	Sheet Resistivity	
			Before sputtering	After sputtering
FTO	x	✓	14-15 $\Omega/\square$	1.8 – 1.9 $\Omega/\square$
FTO	✓	✓	14-15 $\Omega/\square$	2.0 – 2.7 $\Omega/\square$
Bare glass + HF-etched	✓	✓	~	1.9 – 2.3 $\Omega/\square$
Bare glass	✓	✓	~	2.0 – 2.6 $\Omega/\square$

4. Conclusion

In this paper, we have successfully fabricated dye sensitized solar cell using TCO-free substrates as the counter-electrode. In order to increase the conductivity of the soda-lime glasses, we deposit a thin layer of Ti using the in situ sputtering process prior to the deposition of Pt. The samples featuring TCO-free substrates which received HF treatment show better characteristics compared to the samples which did not received any additional surface treatment. The corresponding V_{oc} , I_{sc} , P_{max} , and efficiency was 661 mV, 7.8 mA, 1.79 mW and 2.55%, respectively. These characteristics, however, are still inferior compared to those of the cells featuring FTO glass. Nevertheless, the etching treatment has successfully showed a considerable improvement upon the DSSC parameters at a much lower cost.

Acknowledgement

The authors would like to thank Mr. Dede Ibrahim of PPET, Sri Jono Listiyanto, and Rahman Hakim of UNS Solo for their contribution during the fabrication and the electrical measurements. We are also grateful to

Mr. Wikanda of ESDM and Dr. Aminuddin of ITB for the SEM and optical characterizations. This work was funded by DIPA PPET-LIPI 2011 financial year.

References

- [1] B. O'Regan, M. Grätzel (1991). **A low-cost, high-efficiency solar cell based on dye sensitized colloidal TiO_2 films.** *Nature*. **353**. 737-740.
- [2] H. Greijer, L. Karlson, S. E. Lindquist, A. Hagfeldt (2001). **Environmental aspects of electricity generation from a nanocrystalline dye-sensitized solar cell system.** *Renewable Energy*. **23**. 27-39.
- [3] D.H. Kim, J. H. Heo, D. J. Kwak, Y. M. Sung (2010). **Synthesis of TCO-free dye-sensitized solar cells with nanoporous Ti electrodes using RF magnetron sputtering technology.** *Journal of Electrical Engineering & Technology*. **5**. 146-150.
- [4] L. Muliani, Y. Taryana, J. Hidayat (2010). **Pembuatan sel surya TiO_2 dye-sensitized menggunakan metoda screen printing.** *Jurnal Elektronika*. **1**. 126-131.
- [5] F. Pichot, B.A. Gregg (2000). **The photovoltage-determining mechanism in dye-sensitized solar cells.** *Journal of Physical Chemistry B*. **104**. 6-10.

Development of a Remote Access System for Radar Network

Pengembangan Sistem Akses Jarak Jauh untuk Jaringan Radar

Arief Nur Rahman and Mashury Wahab

Research Centre for Electronics and Telecommunications

Indonesian Institute of Sciences, Jalan Sangkuriang, +62-22-2504661, Bandung, Indonesia

Email : rahman@ppet.lipi.go.id

Abstrak

Dalam tulisan ini dijelaskan mengenai pengembangan suatu sistem akses jarak jauh untuk memungkinkan transfer data dan komunikasi antara stasiun Radar dan stasiun induk di lokasi yang berbeda. Sistem ini dibandingkan dengan sistem yang dikembangkan sebelumnya. Keuntungan dari sistem yang sekarang dijelaskan dan dibahas. Beberapa hasil penerapan sistem ini ke jaringan Radar.

Kata kunci : pengembangan, sistem remote akses, transfer data dan komunikasi, hasil.

Abstract

In this paper, a development of a remote access system for enabling data transfer and communication between a remote Radar station and master station at different locations is described. The system is compared to the previous developed system. Advantages of the current system are exploited and discussed. Some results of the application of this system to the current Radar network are presented.

Keywords : development, remote access system, data transfer and communication, results.

1. Introduction

ISRA Radar has a function of monitoring sea traffic for 24 hours a day, therefore it is applicable for supporting the port management (vessel traffic services) and coastal surveillance. The description in this paper is based on the existing ISRA Radar installed in Merak Coastal Areas and this Radar operates 24 hours a day continuously. The data acquired during information can be sent upon request from the master station in Bandung office.



Figure 1: ISRA Radar Station in Merak.

In order to have sufficient data acquired from the ISRA Radar in Merak and to be able to access the whole remote system, there are several conditions that need to be fulfilled: working temperature (temperature room), power supply (voltage and current level), and humidity. To enable this Radar operates continuously for 24

hours a day, an automatic supporting system for managing and controlling the whole hardware system is installed. In addition, a remote access system is developed to monitor, update, download, and upload the whole software and operating system remotely.

Considering a long distance between the ISRA Radar station and the master station, the remote access should use a reliable media for high speed internet and data connections. Multiple access should be allowed for the Radar tim member to log on to the system and access remotely for the purpose of updating and upgrading the software.

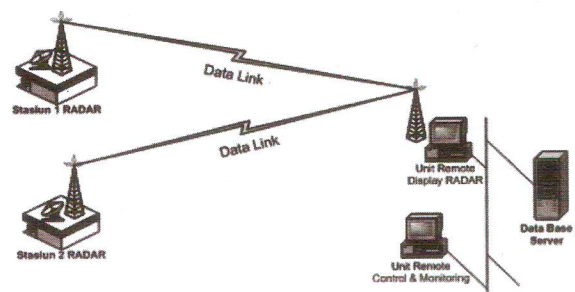


Figure 2: An example of configuration of ISRA Radar Network.

Figure 2 shows a network configuration for connection between the master station and the Radar remote stations. This network will be expanded by the Research centre for electronics and telecommunications (PPET-LIPI) in the future by incorporating more remote stations.

In relation to the above description, the purpose of this research is to design and develop a remote access system in order to maintain, to support and improve the performance of the ISRA Radar system. The output of this research is a system model and access system that can support the operational of the ISRA Radar.

2. System Description

A. VPN (Virtual Private Network)

A VPN can also be described as a set of logical connections secured by special software that establishes privacy by safeguarding the connection endpoints. Today the Internet is the network medium used, and privacy is achieved by modern cryptographic methods. [1]

A VPN is:

- Virtual, because there is no real direct network connection between the two (or more) communication partners, but only a virtual connection provided by VPN Software, realized normally over public Internet connections.
- Private, because only the members of the company connected by the VPN Software are allowed to read the data transferred. [1]

VPN allows private communication to the public network via a technology called Tunelling. Some VPN software like Hamachi VPN, Cisco VPN Client, OpenVPN, TINC VPN Daemon, FreeS/WAN and others.

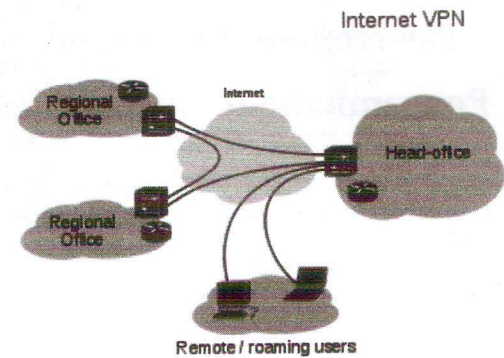


Figure 3: VPN[2]

With a VPN, your staff in other country can work with the Head office in another country. The VPN Software provides a virtual network between those sites by using a low-cost Internet connection. This network is only virtual because no real, dedicated network connection to the partner is established.

VPN security systems use some method of layers of security systems, including:

1. Tunneling method (tunnel), make a virtual tunnel over public networks using protocols such as Point to Point Protocol (PPTP), Layer 2 Tunneling Protocol (L2TP), Generic Routing Encapsulation (GRE) or IP Sec. PPTP and L2TP are the layer 2 tunneling protocol. Both do the wrapping on the frame payload Point to Point Protocol (PPP) to be transmitted on the network. IP Sec is at layer 3 using the packet, which will make wrapping the IP header before being sent to the network.
2. Encryption method for encapsulations (wrap) the data packets passing on the tunneling, the data is passed to the wrapping, the data here will be changed by a certain method kriptography algorithms such as DES, 3DES, or AES.
3. User Authentication method, because many users to access commonly used multiple user authentication methods such as Remote

Access Dial In User Services (RADIUS) and Digital Certificates.

4. Data integrity, data packets are passed on the public network needs to guarantee data integrity. VPN uses cryptographic methods C-MD5 and HMAC-SHA1.

Main functions of VPN Technology

VPN technology provides three main functions for users. These three main function is as follows:

1. Confidentially

By use of public networks which vulnerable data theft, VPN technology to encrypt all data passing through it. By the encryption technology confidentiality of data can be more secure. Although there are those who can extract the data that passes through the internet and even track the VPN itself, but not necessarily be able to read the data, because the data has been scrambled. By applying this encryption system, no one can access and read the contents of a data network easily.

2. Data Integrity

When the data passes the Internet network, the data actually has to walk very far across the various countries. At the time of the trip, a variety of disorders can occur either lost, damaged, or manipulated by anyone. On the VPN there is a technology that can preserve the integrity of the data from the data transmitted until the data arrived at their destination.

3. Origin Authentication

VPN technology has the ability to perform authentication of the sender of data sources. VPN would do the inspection of all incoming data and extract information from data sources. Then, the address of the data source will be approved if the authentication succeeded. Thus, the VPN ensures that all data sent and received from a source that should be. No data was falsified or sent by others. [4]

The advantages of a VPN:

- More secure than if the data is sent directly without VPN network.
- The cost is relatively less than building a private network.
- Flexible, easy to setup and administration.
- Reduce complexity by tunneling technology.
- Network link cost is cheap from the service provider backbone due to the use of new services that are more economical as Multiprotocol Labeling Switching (MPLS).
- The architecture is flexible, can be connected by router / switch that supports VPN.

Disadvantages of VPN:

- VPN requires serious attention to the security of public networks (the Internet) because the VPN technology using the public network that takes the appropriate action to prevent unwanted things.
- Availability and performance of company-specific network depends on factors beyond the control of the company, because VPN technology makes use of the Internet media. And speed of data transmission constraints can not be set by the user's VPN network for the Internet traffic going on involving all sides of Internet users worldwide.
- The lack a standard for VPN technology so that transmission cross VPN vendor's could not be done yet.

B. Tunneling

Tunneling defined as a way to encapsulate or wraps package IP in other IP package. Where is the point behind the IP Tunnel will deliver IP packets through the tunnel that is created and sent it to a point behind the other tunnel. Tunneling is a way to make private lines by using third-party infrastructure. When an IP packet can be achieved by each of the client side of the IP behind the tunnel, the Tunnel IP Header and some additional headers that wrap Tunnel IP packets will be removed and the original IP packets to be injected into the IP stack at the point behind the IP Tunnel.

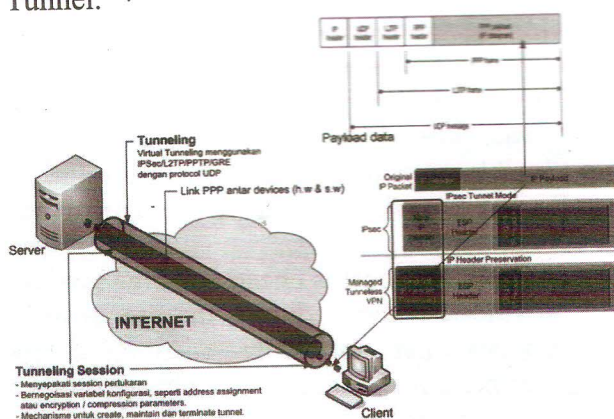


Figure 4: Tunelling and Encapsulation VPN [3]

VPN technology often is called tunneling, because the data in a VPN connection is protected from the Internet as the walls of the a road or rail tunnel protect the traffic in the tunnel from the masses of stone of the mountain above.

The VPN software in the locations A and B encrypts (lock) and decrypts (unlock) the data and sends it through the tunnel. Like cars or trains in a tunnel, the data cannot go anywhere else but the other tunnel endpoint.

The following are put together and wrapped into one new package:

- Tunnel information (like the address of the other endpoint)
- Encryption data and methods
- The original IP packet (or network frame)

The new package is then sent to the other tunnel endpoint. The payload of this package now holds

the complete IP packet (or network frame), but in encrypted form and thus not readable for anyone not possessing the right key. The new header of the packet simply contains the addresses of sender and recipient and other metadata necessary for and provided by the VPN software used.

Perhaps you have noticed that the amount of data sent grows during the process of "wrapping".

Depending on the VPN software used, this so called overhead can become a very important factor. The overhead is the difference between net data sent to the tunnel software and gross data sent through the tunnel by the VPN software. If a file of 1 MB is sent from user A to user B, and this file causes 1.5 MB traffic in the tunnel, then the overhead would be 50%, a very high level.[1]

C. Remote Access System

Remote access is simply to say that remote access is the ability to access a resource on a central computer network from any location. [6] With the remote access technology will allow people to be able to access resources anywhere and anytime as long as it is connected by the Internet.

Advantages of using a remote access system is to improve effectiveness and increase efficiency in the use of existing resources and to monitor activities in the station.

With the VPN and remote access will be quite easy when the software maintenance and change the settings can be centralized and secure data can be transmitted to the control center.

D. Mikrotik Router OS

Mikrotik Router OS is linux-based operating system or unix, whose primary function for routing, the operating system is armed with a variety of routing methods are complete. However, Mikrotik Router OS, not an open source under the GNU. To use this operating system you must purchase a license to Mikrotik. Mikrotik Router OS license purchase in the offer by the company Mikrotik, not so expensive for a standard router OS.

The device used for the routing process is called a router. The router consists from both hardware and software must be installed in line in order to work properly. Routers could

obtained by using directly without having to install the system by using a broadband router or we could using the computer to make the router by installing the operating system or software to make any hardware router with a record of support for the routing process. Mikrotik is one of both hardware and software vendors that provide facilities to make the router. One is the Mikrotik Router OS, this is a special operating system used to create a way to install a router to the computer. Facilities or tools provided in Mikrotik Router Os is complete to build a reliable and stable router.

3. The Proposed Remote Access System

By using remote access, we can save resources because we only use the existing resources for obtaining information. The proposed remote access system as shown in figure 5 below.

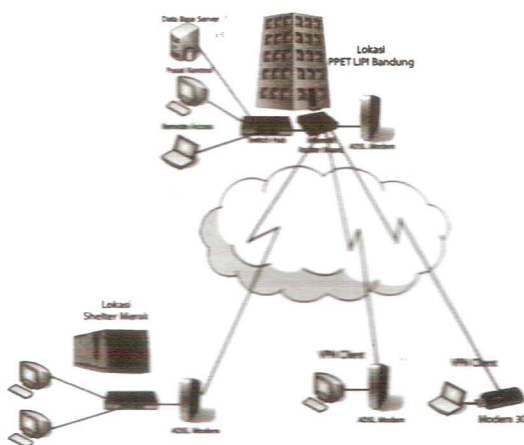


Figure 5: ISRA Mikrotik VPN Network Design

In the figure 5 VPN ISRA radar network architecture in which mikrotik router board as a VPN server is stored in the control center located in Bandung and the location of the radar station in the Merak can be accessed anywhere as long as it can connect to the Internet network.

4. Results Comparison Between Open VPN And Mikrotik Router

Advantages Mikrotik in comparison to OpenVPN is Mikrotik have better access speeds than OpenVPN, more stability and the ease of

higher Mikrotik settings easier in comparison OpenVPN.

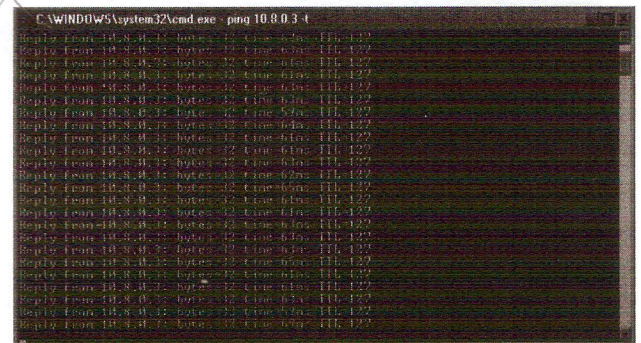


Figure 6: Ping between the VPN Client using Mikrotik

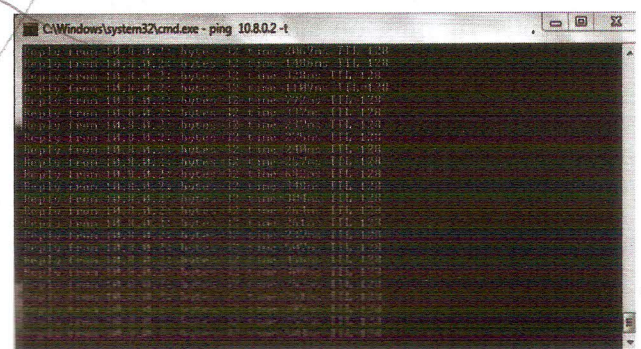


Figure 7: Ping between the VPN Client using OpenVPN

from figure 6 and figure 7 shows the speed mikrotik is better than openvpn.

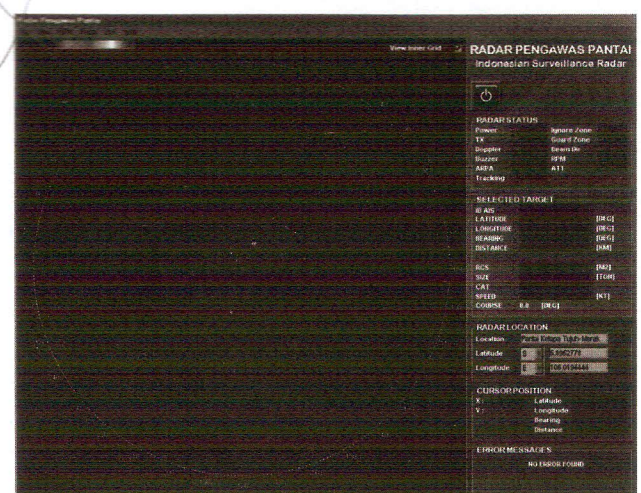


Figure 8: Radar Display at Merak station

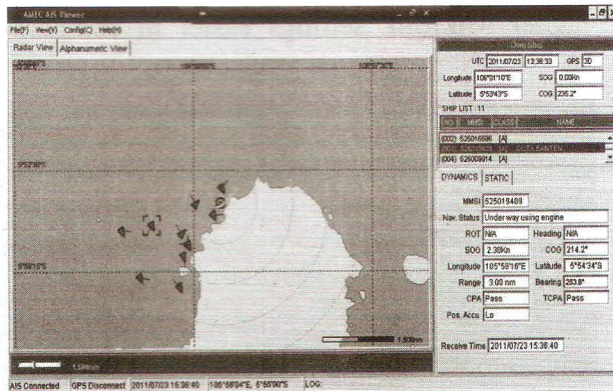


Figure 9: AIS Display at Merak station

In the figure 8 and figure 9 is the result of remote access radar and AIS applications currently running on stations Merak in remote from Bandung.

5. Conclusion

By using VPN technology and remote access system is an economical solution and can provide security in the data communications over an Internet connection.

References

- [1] F. Markus, (2006), "OpenVPN Building and Integrating Virtual Private networks", PACKT Publishing.
- [2] http://en.wikipedia.org/wiki/Virtual_private_network
- [3] "Virtual Private Network (VPN) sebagai alternatif Komunikasi Data Pada Jaringan Skala Luas (W A N)", http://kambing.ui.ac.id/onnopurbo/library/library-ref-ind/ref-ind-3/network/VPN_jurnal.pdf,
- [4] E. Derianto, "Perbandingan Tunneling pada Komunikasi VPN", Universitas Seriwijaya.
- [5] A. Rio, (1997), "Remote Access", <http://openstorage.gunadarma.ac.id/idkf/idkf/fisik/ms-word/remote-access-1997.rtf>.
- [6] S. Charlie, W. Paul, E. Mike, (1999), "Virtual Private Networks", O'Reilly.

Influence of Texturing Processes on Quantum Efficiency of Solar Cell

Pengaruh Proses Teksturing terhadap Efisiensi Kuantum Sel Surya

Shobih¹, P. Sagala², Erlyta S.R¹

¹Puslit. Elektronika dan Telekomunikasi – LIPI
Komplek LIPI, Jl. Sangkuriang - Bandung, 40135

Phone/Fax: 022-2504661 / 2504659

Email: shobih@ppet.lipi.go.id

²PT. LEN Industri

Jl. Sukarno-Hatta 442, Bandung 40265

Phone/Fax: 022-5202682

Abstrak

Tulisan ini membahas pengaruh berbagai macam proses teksturing yang dikombinasikan dengan proses pembuatan lapisan antirefleksi (ARC) terhadap efisiensi kuantum sel surya dengan menggunakan program PCID. Proses teksturing yang dilakukan di dalam penelitian ini meliputi etsa isotropik dengan menggunakan larutan yang bersifat asam dan etsa anisotropik dengan menggunakan larutan yang bersifat basa. Di dalam penelitian ini, didapatkan bahwa teksturing yang menggunakan larutan pengetsa isotropik $\text{HF:HNO}_3\text{:CH}_3\text{COOH}$ dengan komposisi tertentu pada silikon multikristal menghasilkan efisiensi kuantum eksternal tertinggi untuk absorpsi sinar di dalam rentang panjang gelombang 450-550 nm. Hal ini disebabkan karena kombinasi dari proses teksturing dan ARC pada kondisi ini memberikan nilai reflektansi rata-rata yang paling rendah di seluruh spektrum panjang gelombang. Tulisan ini juga membahas pengaruhnya terhadap unjuk kerja sel surya dengan menggunakan program PCID.

Kata kunci : silikon, sel surya, teksturing, efisiensi kuantum.

Abstract

This paper describes the influence of various texturing processes combined with antireflection coating process on the quantum efficiency of solar cell using PCID Program. Texturing processes which are carried out in this study cover alkaline anisotropic etching and acidic isotropic etching. In this experiment, it was found that texturing process using an isotropic etchant on multicrystalline silicon with a certain composition of $\text{HF:HNO}_3\text{:CH}_3\text{COOH}$ results in the highest external quantum efficiency for the absorption of light in the range of the wavelength at 450 – 550 nm, due to its lowest average reflectance over wavelength spectrum. The effect to solar cell performance is also presented here.

Keywords : silicon, solar cell, texturing, quantum efficiency.

1. Introduction

The surface of silicon (Si) substrates used in the fabrication of commercial solar cells usually has saw damaged layer that has to be removed. The etchant used for the damage removal is typically based on 20% KOH solution for monocrystalline Si wafers. After this etching treatment the Si surface will be shiny and reflects around 30% of the incident light [1]. The reflection losses can be reduced by chemical texturing to less than 10% [1, 2].

However, the etching or texturing process has to be modified when applied to multicrystalline Si (mc-Si) wafer. The texturing process based on isotropic etching with acidic solution (consists of a mixture of nitric acid and hydrofluoric acid) will result a homogenous reflectance over the surface of the wafer, independently of crystallographic orientation [1, 3]. Besides texturing or surface treatments, the problem of the reflection losses can be solved by use of antireflection coating (ARC) [4].

The generation of current in a solar cell can be resulted through the absorption of incident photon to create electron-hole pairs, and through the collection and separation of those carriers by the p-n junction. The ratio between the number of charge carriers collected by the solar cell to the number of photons of a light shining on the solar cell is called quantum efficiency (QE) [4]. It relates the response of a solar cell to the various wavelengths in the light spectrum shining to the cell and the effect of light reflection. There are two kinds of QE, internal and external QE. External QE (EQE) takes into account the effect of optical losses such as reflection and transmission. While internal QE (IQE) refers to efficiency with which photons that can generate collectable carriers are not reflected or transmitted.

The Research Centre for Electronics and Telecommunication (PPET)-LIPI has been involved in the optimization of standard solar cell processing with the aim to enhance the efficiency of the cells and to lower the fabrication costs. Therefore, we consider that the texturing process combined with ARC process are important to achieve the aim, since the success of both processes will result in the high current generation in solar cell. This paper shows the investigation of the influence of various texturing processes (both anisotropic and isotropic) combined with ARC on EQE of solar cell using PC1D simulation program. Furthermore, the PC1D simulation program is also used to evaluate their influence on cell performance based on their reflectance data.

2. Experimental

The experiment were carried out on 5 cm x 5 cm multicrystalline wafers as-cut boron doped (p-type) mc-Si wafers with a typical thickness of 330 μm . The texturing is carried out either in alkaline anisotropic or acidic isotropic etching solution. In alkaline anisotropic etching, at first the wafer was dipped in 20-30% KOH [5] and then rinsed in flowing water. After that, the wafer was subjected to texturization in a mixture solution of 1.5-3% KOH and 3-10%

IPA [5] at temperature of 80 °C. There were three different compositions used in acidic isotropic etching. The Acidic1 was formed using HF: HNO₃:CH₃COOH solution in the ratio 3:43:7 [6], Acidic2 in the ratio 5:25:7, and Acidic3 at 2:12:7. The temperature of the solutions was kept constant around 21°C due to the exothermic etching reaction of Si in acidic solution [7].

After all the samples had been texturized, about 850 Å thick T₂O₂ ARC was applied by screen printing process on top of the samples. The reflectance of these samples was then evaluated by spectrophotometer. In this case, surface reflectance of solar cell from Solarex Pty. Ltd also measured by spectrophotometer for comparison.

By using these reflection data, the EQE was investigated by means of PC1D simulation program. Surface recombination, S_f which affects QE, in this simulation, is adopted from other researchers i.e. 100 cm/s for silicon dioxide passivated surface [8]. The PC1D program also used to assess the solar cell performance (I-V characteristic) which is represented by short circuit current (I_{sc}), open circuit voltage (V_{oc}), and maximum power P_{max}. The input data for this simulation uses the results of previous experiment [9], for example, R_s = 0.1534 Ohm, R_{sh} = 7.2 Ohm, life time of carriers = 1.5 μs , and area 22.5 cm² and the other uses default value of PC1D.

3. Results and Discussion

Figure 1 shows solar radiation spectrum (AM1.5g) [10] which is dominated by visible light and its peak intensity located at around 500 nm wavelength. Visible light which lays on 390-780 nm wavelength comprises of wavelength ranges which fit with their colors as depicted in Table 1 [11].

Table 1 : Typical wavelength ranges and color perception by an average person

Color	Violet	Blue	Green	Yellow	Orange	Red
λ (nm)	390 - 455	455 - 492	492 - 577	577 - 597	597 - 622	622 - 780

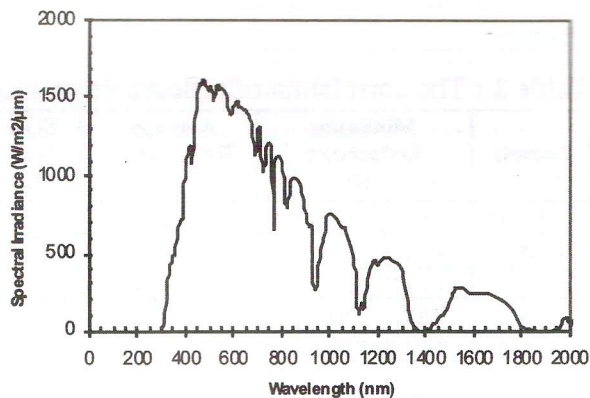


Figure 1 : The radiation spectrum of sun AM1.5g

As light of different colors is absorbed at different depth in the solar cell, it is desired that the reflection from the result of texturing combined with ARC process should have low value at all spectrum radiation, so light absorbed in solar cell can generate electron-hole pairs in maximum condition along wavelength spectrum.

Figure 2 presents the reflectance curves of four types of texture combined with ARC on mc-Si wafers measured by a spectrophotometer over a wavelength from 400 to 1100 nm as well as the reflectance curves of Solarex's solar cell as a comparison. From Figure 2 it is shown that in general all curves have high reflectance value at the wavelength less than 500 nm (violet and blue light have high portion to be reflected). The curves also have high reflectance at the wavelength more than 1000 nm. The minimum curves are located in the range of 650-750 nm. The minimum achievable reflectance by Acidic1 is 4.39% at the wavelength of 700 nm, which is 2.1% slightly above Solarex's. The second is 7.73% achieved by Acidic2 at 650 nm followed by Acidic3 with 8.38% at 750 nm and the highest achieved by Alkaline with the 9.68% at 900 nm. From the figure it is clear that in general acidic isotropic texturing combined with ARC process give better optical characteristic than alkaline anisotropic texturing.

The higher reflectance of alkaline anisotropic texturing is due to the wafers used in this experiment i.e. mc-Si which contains crystal

grains with different surface planes orientation, and only a certain grains show the preferred {100} orientation for texturing with alkaline solutions. Some grains which are close to {100} orientation are well textured and show low reflectance, while grains which are close to {111} orientation are still highly reflective [3,7]. This technique leads to a non uniform distribution of reflectance on the wafer surface, and produce steps at grain boundaries which can lead to problems of interruptions of metal contacts [1]. Isotropic etching technique of mc-Si wafers with acidic solutions is able to solve the problems encountered with anisotropic texturing, since this technique gives a uniform texturing independent of crystal orientation [1,3].

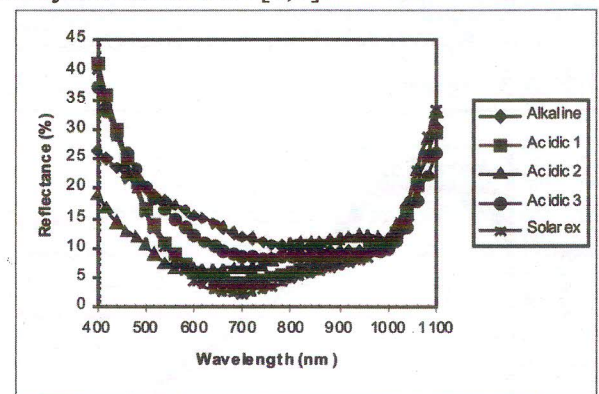


Figure 2 : Reflectance over wavelength spectrum

To choose which etching solution will be implemented in solar cell fabrication that gives the best performance, it is necessary to evaluate their reflection data on quantum efficiency, especially the EQE. Figure 3 shows EQE over wavelength of the samples with their peak curves located around 450-600 nm. At this region blue and green light are more dominantly absorbed to generate carriers (electron-hole pairs). Blue light is absorbed very close to the surface whereas green light is absorbed in the bulk of solar cell. From the figure it is evident that the EQE curves are almost similar at 600 nm or higher for all samples, while below 600 nm their efficiencies have variation. The highest peak of efficiency curve is 85.02% possessed by acidic2, the second is 82.22% by Acidic1,

followed by Acidic3 with 77.92%. The lowest peak is 75.96% possessed by Alkaline.

It seems that there is no correlation between reflectance property and EQE peak for each sample if they are considered on their minimum reflectance. Figure 2 and Figure 4 show that Acidic1 has the lowest minimum reflectance but its peak efficiency is not in the highest position. However, if the reflectance values along wavelength spectrum for each samples are averaged out, and then the averaged reflectance for each sample are related to their EQE curve peak, it is evident that there is explicit correlation between reflectance value and EQE peak. Table 2 gives correlation between average reflectance of each sample and its peak of EQE in which the lower the average reflectance, the higher the EQE peak is.

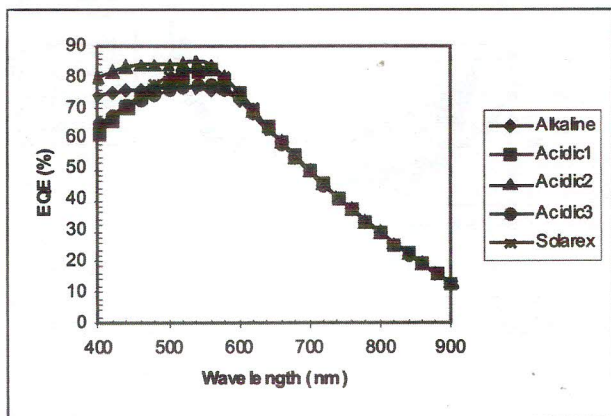


Figure 3 : External quantum efficiency over wavelength spectrum

Acidic2 and Alkaline have a similar EQE peak characteristic which is indicated with their wider peak than the others. Their EQE peaks are located around 450-550 nm and 450-580 nm respectively. The wider EQE peak is related to flatter reflectance over wavelength spectrum as indicated in Figure 2 and it is agreed with their average reflectance which have lower deviation than the others as shown on Table 2.

Table 3 below shows PC1D simulation results on I-V characteristic for all samples. It is clear from the table that Acidic2 which has the lowest average reflectance gives the highest solar cell

performances on I_{SC} , V_{OC} , and P_{MAX} among the all samples.

Table 2 : The correlation of reflectance on EQE

Sample	Minimum Reflectance (%)	Average Reflectance (%)	EQE Peak (%)
Alkaline	9.68 ($\lambda=900$ nm)	15.45 $\pm$ 6.06	75.96
Acidic1	4.39 ($\lambda=700$ nm)	13.49 $\pm$ 10.59	82.22
Acidic2	7.73 ($\lambda=650$ nm)	12.11 $\pm$ 6.14	85.02
Acidic3	8.38 ($\lambda=750$ nm)	14.99 $\pm$ 8.62	77.92
Solarex	2.22 ($\lambda=700$ nm)	12.63 $\pm$ 11.27	82.89

Table 3 : PC1D simulation results on I-V characteristic

Sample	Average Reflectance	Isc (A)	Voc (V)	Pmax (W)
Alkaline	15.45 $\pm$ 6.06	0.6567	0.5619	0.223
Acidic1	13.49 $\pm$ 10.59	0.6833	0.5631	0.2309
Acidic2	12.11 $\pm$ 6.14	0.6949	0.5636	0.2344
Acidic3	14.99 $\pm$ 8.62	0.6624	0.5622	0.2247
Solarex	12.63 $\pm$ 11.27	0.6932	0.5635	0.2339

4. Conclusions

From the discussion above, it can be concluded that:

- In general, acidic isotropic texturization combined with ARC on mc-Si wafer gives better optical characteristic than alkaline anisotropic texturization which indicated by low reflection value.
- By using PC1D simulation program, there is an explicit correlation between the average reflectance values along wavelength spectrum and EQE peak. Higher reflectance gives lower EQE peak, while flatter reflectance results in wider EQE peak.
- Isotropic acidic etching using Acidic2 has the highest EQE peak as well as the highest solar cell performance for the absorption of light in the range of the wavelength 450-550 nm, due to its lowest average reflectance over wavelength spectrum.

Acknowledgment

The authors would like to thank the Head of PPET-LIPI for his permission to publish this paper as well as the Research Centre of Physics for assisting with reflectance measurement. This

work has been financed by the Science & Technology Research and Development (Competitive Research) – LIPI fund through Renewable Energy Program.

References

- [1] Szlufcik, J., Duerinckx, F., Van Kerschaver, E., Nijs, J. (2001) **"Advanced Industrial Technologies for multicrystalline Silicon Solar Cells"**, IMEC.
- [2] Nijs, J.F., Szlufcik, J., Poortmans, J., Sivonthaman, S., and Mertens, R.P. (1999) **"Advanced Manufacturing Concepts for Crystalline Silicon Solar Cell"**, *IEEE Trans. on ED*, Vol. 46, No. 10, p 1948-1969
- [3] Einhaus, R., Vazsonyi, E., Szlufcik, J., Nijs, J., Mertens, R. (1997) **"Isotropic Texturing of Multicrystalline Silicon Wafers with Acidic Texturing Solutions"**, in *Proc. 26th Photovoltaic Specialists Conference*, Anaheim, CA., p 167-170.
- [4] Wenham, S. R., Green, M A., Watt, M. E., Corkish, R. (2007) **"Applied Photovoltaics"**, Second Edition, London, Earthscan.
- [5] Vazsonyi, E., De Clercq, K., Einhaus, R., Van Kerschaver, K. Said, J. Poortmans, J. Szlufcik, E., Nijs, J. (1999) **"Improved Anisotropic Etching Process for Industrial Texturing of Silicon Solar Cells"**, *Solar Energy Materials & Solar Cells*, Vol. 57, p 179-188.
- [6] Bender, H., Szlufcik, J., Nussbaumer, H., Palmers, G., Evrand, O., Nijs, J., Mertens, R., Bucher, E., Willeke, G. (1993) **"Polycrystalline Silicon Solar Cells with a Mechanically Formed Texturization"**, *Appl. Phys. Letter*, Vol. 62, Issue 23, p 2941.
- [7] De Wolf, S., Choulat, P., Vazsonyi, E., Einhaus, R., Van Kerschaver, E., De Clercq K., and Szlufcik, J. (2000) **"Toward Industrial Applications of Isotropic Texturing for Multicrystalline Silicon on Solar Cells"**, in *Proc. 16th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, Glasgow, U.K., p 1521-1523.
- [8] Mäckel, H., Cuevas, A., and Warta, W. (2001) **"Spectral response of the photo-conductance: a new technique for solar cell characterization"**, presented at *ISES Solar World Congress*, Adelaide, Australia 25 November to 2 December.
- [9] Ismet, I., Sagala, P., Shobih, Septa Rosa, E. (2006) **"Investigation of Texturing on Solar Cell Performance"**, in *Proc. 9th Int. Conf. on Quality in Research*, Depok, 6-7 September.
- [10] Emery, K. (2003) **"Measurement and Characterization of Solar Cells and Modules"**, in *Handbook of Photovoltaics Science and Engineering*, A. Luque, S. Hegedus, Ed., West Sussex, John Wiley & Sons Ltd.
- [11] Kasap, S. O. (2002) **"Principles of Electronic Materials and Devices"**, Second Edition, Boston, Mc Graw Hill.

Karakterisasi Lapisan Platina Sputtering untuk Aplikasi Elektroda Pembanding pada *Dye-Sensitized Solar Cell*

Characterization of Platinum film Sputtering for Dye-Sensitized Solar Cell Counter Electrode Application

Lia Muliani, Shobih, Jojo Hidayat

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET – LIPI)

Jl. Sangkuriang, Kampus LIPI Gd 20, Bandung

Telp. 022-2504661 Fax. 022-2504659, Email : lia@ppet.lipi.go.id

Abstract

The counter electrode widely used in Dye-Sensitized TiO_2 Solar Cells (DSSC) is platinum film. The Platinum film acts as a catalyst for iodine/triiodide redox reaction. The performance of the catalyst layer depends on the method by which the Pt is deposited onto the TCO (transparent conductive oxide) surface. In this study, Pt electrodes were deposited by sputtering method using DC Sputtering ARC-12M. The deposition time was done at 10, 15, 20, 15, and 30 minutes respectively. The optimized thickness of platinum layer and its transmittance was investigated based on time of deposition. Prototype of dye sensitized solar cell was fabricated using TiO_2 paste that deposited onto FTO (Fluorine doped SnO_2 , 15 $\Omega/\square$) glass by screen printing technique. The active area is 4 cm^2 . The I-V curve characteristics of the DSSC were measured using Sun Simulator Oriel AM 1.5 with the light intensity of 40 mW/cm^2 .

Keywords : dye-sensitized TiO_2 , solar cells, sputtering, Pt electrode, I-V curve characteristics

Abstrak

Lapisan Platina (Pt) merupakan elektroda pembanding yang biasa digunakan pada Dye-Sensitized Solar Cells (DSSC). Lapisan ini berfungsi sebagai katalis pada reaksi redoks iodine/triiodide. Performa lapisan katalis tergantung pada metode deposisi Pt pada permukaan TCO glass. Pada penelitian ini elektroda Pt dideposisi menggunakan metoda sputtering dengan peralatan DC Sputtering ARC-12M. Waktu deposisi dilakukan pada 10, 15, 20, 15, and 30 menit. Ketebalan optimum dan nilai transimisi lapisan Pt dianalisa berdasarkan waktu deposisi. Pasta TiO_2 dideposisi pada kaca FTO (Fluorine doped SnO_2 , 15 $\Omega/\square$) dengan teknik screen printing dengan luas area aktif 4 cm^2 . Karakteristik kurva I-V DSSC diukur menggunakan Sun Simulator Oriel AM 1.5 intensitas cahaya 40 mW/cm^2 .

Kata kunci : dye-sensitized TiO_2 , solar cells, sputtering, elektroda Pt, Karakteristik kurva I-V

1. Pendahuluan

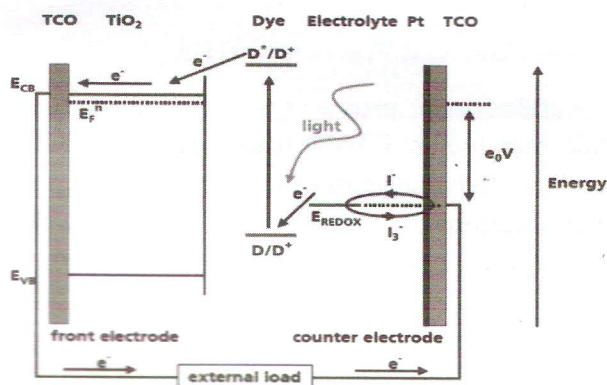
Dye-Sensitized Solar Cell (DSSC) merupakan salah satu komponen alternatif fotovoltaiic yang menjanjikan di masa mendatang. Material yang digunakan tidak memerlukan kemurnian yang tinggi sehingga biaya produksinya relatif rendah. Sistem sel surya ini pertama dikembangkan oleh Gratzel,

dkk pada tahun 1991. Efisiensi yang dihasilkan dari sel surya ini telah mencapai 10-11% [1].

DSSC terdiri dari tiga buah komponen utama yaitu perwarna tersensitisasi (*dye-sensitized*) yang terikat pada lapisan semikonduktor (biasanya TiO_2) nano kristal diatas permukaan susbtrat kaca konduktif dan berfungsi sebagai

muatan dan elektroda pembanding (*counter electrode*) [2,3].

Prinsip dasar kerja dari DSSC merupakan transfer elektron. Proses dimulai dengan terjadinya eksitasi elektron pada molekul dye akibat absorpsi foton. Elektron tereksitasi dari *ground state* (D) ke *excited state* (D^*). Elektron dari *excited state* langsung terinjeksi menuju pita konduksi (E_{CB}) TiO_2 sehingga molekul dye teroksidasi (D^+). Donor elektron oleh elektrolit (I^-) menyebabkan molekul dye kembali ke keadaan awalnya (*ground state*) dan mencegah penangkapan kembali elektron oleh dye yang teroksidasi. Setelah mencapai elektroda kaca konduktif, elektron mengalir menuju elektroda pembanding melalui rangkaian eksternal. Pada elektroda pembanding elektron diterima oleh elektrolit sehingga *hole* yang terbentuk pada elektrolit akibat donor elektron, berekombinasi dengan elektron membentuk iodide (I^-). Iodine meregenerasi elektron pada dye untuk menggantikan elektron yang hilang (*oxidized-dye*) dan kembali pada posisi semula [4]. Gambar 1 menunjukkan skema prinsip kerja dari Sel

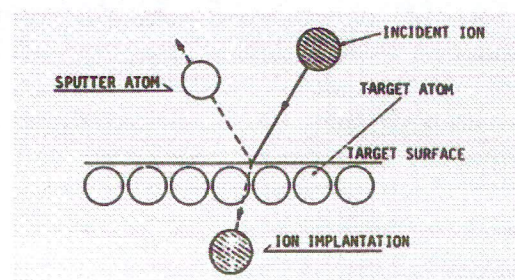


Gambar 1 Skema kerja DSSC [4]

Performa DSSC sangat dipengaruhi komponen pembentuknya dan elektroda pembanding merupakan salah satunya [5,6]. Elektroda pembanding berfungsi sebagai katalis untuk mempercepat kinetika reaksi proses reduksi triiodide, sehingga material yang digunakan harus memiliki kemampuan katalitik yang tinggi dan konduktivitas yang

tinggi [4-9]. Platina (Pt) merupakan material elektroda pembanding yang sering digunakan pada DSSC. Dalam beberapa literatur menyebutkan bahwa ketebalan lapisan platina dan transparansinya berpengaruh pada efisiensi sel. Besarnya transmisi cahaya berhubungan dengan jumlah atom Pt yang berperan sebagai katalis pada reaksi redoks [5]. Platina dapat dideposisi dengan metoda *electro-deposition*, *thermal decomposition*, *sputtering* [7,8,10] ataupun *screen printing*. Pada penelitian ini, elektroda pembanding yang digunakan adalah Platina yang dideposisi menggunakan proses *sputtering*.

Proses *Sputtering* merupakan salah satu proses deposisi yang biasa digunakan untuk pembuatan lapisan tipis dengan ketebalan dibawah 1 mikron. Proses ini dapat digunakan untuk deposisi material logam konduktor ataupun oksida logam. Prinsip dasar proses *sputtering* adalah proses terpentalnya materi (atom) dari suatu permukaan zat padat atau cair akibat adanya tumbukan dari partikel berenergi tinggi sehingga atom-atom tersebut menempel pada substrat membentuk lapisan tipis. Proses berlangsung dalam suatu ruang vakum. Sebagai gas pembawa muatan biasa digunakan gas inert Argon [10]. Gambar.2 menunjukkan ilustrasi prinsip dasar proses *sputtering*.



Gambar.2 Prinsip dasar proses Sputtering [9]

Pada penelitian ini proses *sputtering* yang dilakukan menggunakan peralatan DC Sputtering. Karakterisasi proses dilakukan untuk mengetahui waktu deposisi yang tepat sehingga dihasilkan lapisan platina yang optimum yang dapat diaplikasikan sebagai elektroda pembanding pada komponen DSSC.

2. Metodologi

2.1 Proses Deposisi Lapisan Platina

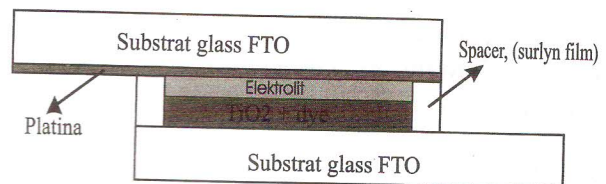
Proses diawali dengan pencucian substrat kaca menggunakan etanol dan dibilas dengan DI water kemudian dikeringkan. Substrat kaca konduktif yang digunakan adalah jenis *FTO glass* yang memiliki sheet resistansi sebesar $15 \text{ Ohm}/\square$ (TEC-15, Dyesol). Lapisan Platina dideposisi di atas FTO menggunakan peralatan DC sputtering tipe ARC-12M dengan parameter proses sebagai berikut; tekanan awal $6.6 \times 10^{-3} \text{ Pa}$, tekanan gas Argon (*working pressure*) sebesar $5.3 \times 10^{-1} \text{ Pa}$, rotasi 5 rpm dan daya sebesar 50 Watt. Variasi waktu deposisi 10, 15, 20, 15, and 30 menit dilakukan dengan tujuan untuk menentukan waktu deposisi yang tepat sehingga didapatkan ketebalan lapisan platina yang optimum. Morfologi permukaan lapisan Pt dianalisa menggunakan SEM dan sifat optiknya diukur menggunakan UV-Vis Spectrophotometry.

2.2 Pembuatan Dye-Sensitized Solar Cell

Pembuatan DSSC dilakukan berdasarkan step proses sesuai prosedur yang umum dilakukan. Elektroda TiO_2 dideposisikan di atas permukaan kaca FTO dengan teknik pencetakan (*screen printing*) menggunakan pasta TiO_2 produk Dyesol. Screen yang digunakan dari bahan nylon. Pasta yang sudah dideposisi di atas kaca konduktif dikeringkan dalam oven pada suhu 120°C selama 10 menit dan kemudian di-sintering pada suhu 450°C selama 15 menit menggunakan *IR Conveyor Belt Furnace, RTC*. Luas efektif lapisan TiO_2 adalah 4 cm^2 dengan ketebalan lapisan sekitar $8 \mu\text{m}$.

Kaca konduktif yang telah dilapisi TiO_2 direndam dalam larutan pewarna selama 24 jam pada suhu ruang. Sebelum pewarnaan, kaca tersebut dipanaskan pada 80°C selama 10 menit untuk menghilangkan uap air yang terkandung dalam lapisan TiO_2 . Larutan pewarna dibuat dari *photosensitive dye* (BN719 produk Dyesol) yang dilarutkan dalam pelarut etanol.

Kaca konduktif yang terlapis TiO_2 dan dye dan kaca konduktif yang terlapis lapisan Pt disusun secara *sandwich* (Gambar.3) menggunakan lapisan termoplastik, Surlyn film $50 \mu\text{m}$ sebagai *spicer*. Larutan redoks iodide/triiodide disuntikan kedalam celah yang dibuat, kemudian ditutup dengan *silicon rubber*.



Gambar.3 Susunan DSSC

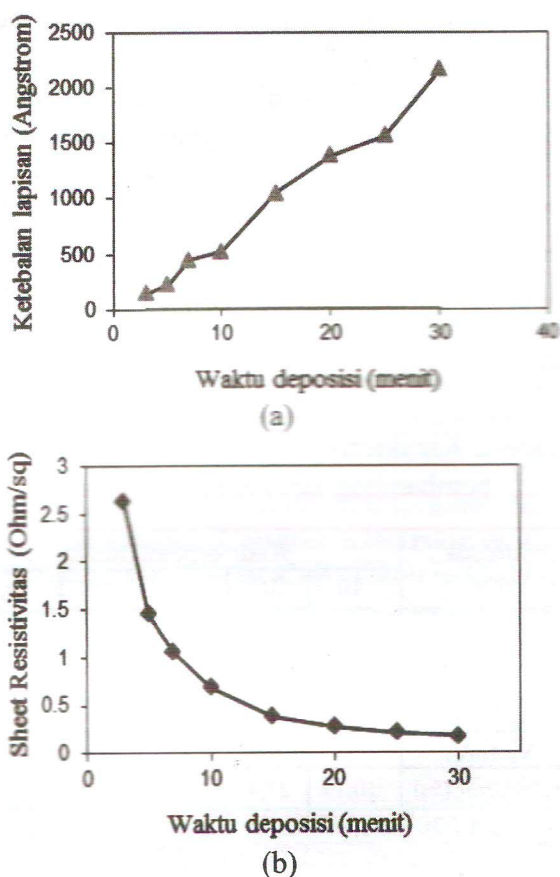
2.3 Pengukuran Karakteristik I-V Sel

Pengukuran dilakukan menggunakan sumber cahaya dari Solar Simulator Oriel AM1.5 dengan intensitas cahaya $40 \text{ mW}/\text{cm}^2$. Karakteristik I-V diukur menggunakan multimeter dengan beban resistor.

3. Hasil dan Pembahasan

3.1 Karakterisasi Proses Sputtering

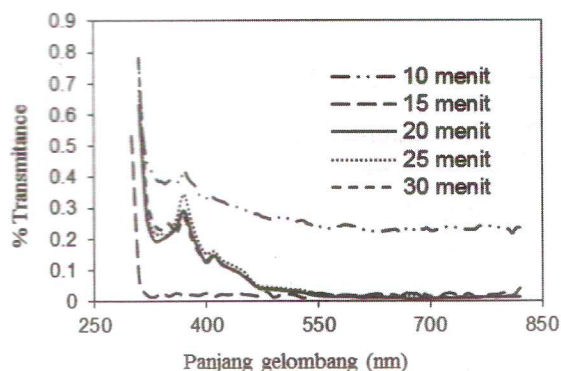
Karakterisasi proses *sputtering* dilakukan untuk mengetahui hubungan waktu deposisi terhadap ketebalan lapisan dan nilai resistivitas lapisan (gambar.4). Dari grafik terlihat semakin tebal lapisan maka nilai resistivitas semakin rendah. Untuk aplikasi sebagai elektroda pembanding diperlukan nilai resistivitas yang kecil sehingga diharapkan nilai resistansi seri sel kecil. Nilai resistansi seri kecil akan meningkatkan *Fill factor* dan meningkatkan efisiensi sel. Akan tetapi ketebalan lapisan juga akan berpengaruh pada sifat optiknya, sehingga diperlukan ketebalan yang optimum.



Gambar.4 Hubungan waktu deposisi terhadap ketebalan lapisan (a) dan sheet resistivitas lapisan Pt (b)

3.2 Sifat Optik Lapisan Pt

Gambar.5 memperlihatkan plot grafik transmittan terhadap panjang gelombang dari lapisan Pt di atas FTO dengan proses *sputtering* berdasarkan perbedaan waktu deposisi.



Gambar.5 Nilai transmittan lapisan Pt

Kecuali sampel dengan waktu deposisi 10 menit, besarnya nilai transmittan sangat kecil pada panjang gelombang 470-750nm, yaitu kurang dari 0,05%. Range 470-750nm ini merupakan panjang gelombang cahaya tampak. Nilai transmittan terendah terjadi pada lapisan Pt dengan waktu deposisi 20 menit pada panjang gelombang 680nm sebesar 0,008 % (Tabel.1).

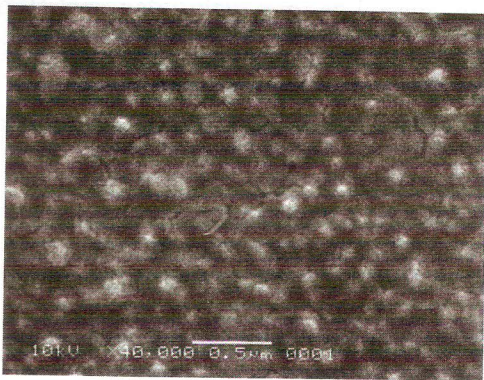
Pada pengukuran kurva I-V, penyinaran dilakukan pada sisi FTO yang terlapis TiO₂/dye. Nilai transmittan rendah berarti sedikit cahaya yang akan diteruskan pada saat penyinaran melalui sel dan terjadi penyerapan cahaya yang akan meningkatkan arus foton dan performa DSSC. Berdasarkan rumus Beer-Lambert: $A = -\log (\%T / 100)$ [11] dimana A adalah Absorpsi maka lapisan Pt pada deposisi 20 menit memiliki nilai absorpsi foton tertinggi ($\lambda = 680\text{nm}$) sebesar 4,125.

Tabel.1 Transmittan lapisan Pt pada panjang gelombang yang berbeda

λ (nm)	Nilai transmittan lapisan Pt (%T)				
	10 menit	15 menit	20 menit	25 menit	30 menit
470	0,279	0,018	0,042	0,049	0,045
550	0,244	0,027	0,018	0,020	0,019
630	0,223	0,025	0,013	0,015	0,016
680	0,233	0,026	0,008	0,019	0,025

3.3 Morfologi Permukaan Lapisan Pt

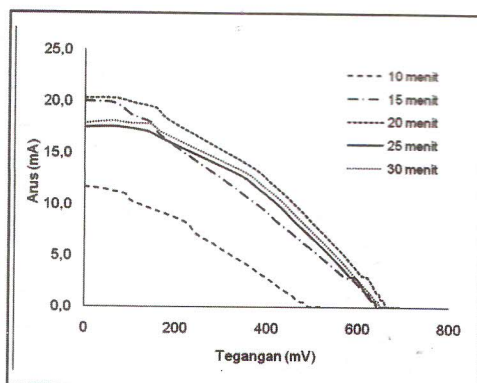
Morfologi permukaan lapisan Pt pada waktu deposisi 20 menit diamati menggunakan SEM. Gambar tersebut menunjukkan bahwa lapisan Pt yang menutupi lapisan FTO cukup baik, akan tetapi terlihat terdapat retakan. Retakan ini dapat mempengaruhi sifat optik dan memungkinkan terjadinya kebocoran arus yang akan memperkecil karakteristik kurva I-V sel surya.



Gambar.6 Foto SEM, morfologi lapisan elektroda Pt sputtering

3.4 Karakteristik I-V DSSC

Gambar.7 menunjukkan kurva I-V DSSC dengan elektroda pembanding Pt di atas permukaan kaca konduktif menggunakan proses *sputtering* berdasarkan perbedaan waktu deposisi.



Gambar.7 Kurva I-V DSSC dengan counter elektroda Pt *sputtering*

Terlihat bahwa pada waktu deposisi 10 menit, lapisan Pt yang terbentuk telah dapat diaplikasikan sebagai lapisan elektroda pembanding pada DSSC. Tegangan (V_{oc}) dan arus (I_{sc}) yang dihasilkan sekitar 517 mV dan 11,7mA (Tabel.2), akan tetapi efisiensinya masih kecil. Hal ini kemungkinan disebabkan lapisan Pt pada kondisi ini masih terlalu tipis dan tidak homogen sehingga masih terdapat arus yang bocor. Efisiensi sel terbaik dihasilkan pada sampel DSSC menggunakan lapisan Pt dengan waktu deposisi 20 menit

menghasilkan tegangan dan arus sebesar yaitu 697 mV dan 20,27mA serta efisiensi sebesar 3.12%. Akan tetapi nilai ini lebih rendah dibandingkan hasil efisiensi yang diperoleh W.J Lee dkk yaitu sekitar 5,4% dan *Fill factor* 65%[5]. Hal ini dapat disebabkan sampel tersebut memiliki resistansi seri besar, ditunjukkan nilai *Fill factor* yang dihasilkan masih kecil. Nilai *Fill Faktor* sangat mempengaruhi nilai efisiensi yang dihasilkan [4,5,9].

Tabel.2 Karakteristik DSSC dengan elektroda pembanding lapisan Pt *sputtering*

Karakteristik I-V	Waktu deposisi (menit)				
	10	15	20	25	30
V_{max} (mV)	220	360	364	381	391
P_{max} (mW/cm ²)	0,457	0,955	1,249	1,099	1,158
I_{sc} (mA)	11,7	20,05	20,27	17,5	17,9
V_{sc} (mV)	517	668	697	658	667
<i>Fill Factor</i> (%)	30,19	27,4	35,36	38,20	38,80
Efisiensi (%)	1,14	2,387	3,12	2,75	2,90

4. Kesimpulan

Proses deposisi lapisan Platina di atas substrat kaca konduktif menggunakan proses *sputtering* telah dilakukan dan dapat diaplikasikan sebagai lapisan elektroda pembanding *Dye Sensitized Solar Cell*. Efisiensi terbaik dihasilkan dengan waktu deposisi lapisan Pt selama 20 menit, yaitu sebesar 3.12%.

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih kepada PPET-LIPI yang telah mendukung dan memfasilitasi kegiatan ini melalui Program DIPA Tematik 2009-2010.

Daftar Pustaka

- [1] Gratzel, M. 2003, **Dye-Sensitized Solar Cells**, *Journal of Photochemistry and Photobiology C: Photochemistry Review* 4, 145-153.
- [2] Brammer, T. 2004, **Nanostructured Titania Dye Sensitized Solar Cells: Study of the effects o variation in the TiO₂ Film Thickness and Dyeing Times**, *Materi kursus pada Australia research council centre for Functional Nanomaterials.*
- [3] Wang, G.Q., et.al. 2004, **Low Sheet Resistance Counter Electrode in Dye-sensitized Solar Cell.**, *Chinese Chemical Letters*, Vol. 15, No.11 pp 1369-1372.
- [4] R. Sastrawan, 2006, **Photovoltaic modules of dye solar cells**, *Disertasi University of Freiburg.*
- [5] Lee W.J., Lee D.Y., Song J.S., Min K.B., 2005., **Effect of Process Parameter on the Efficiency of Dye Sensitized Solar Cells**, *Metal and Materials International*, Vol. 11, No.6, pp 465-471.
- [6] Longo. C., De Paoli, M.A. 2003, **Dye-Sensitized Solar Cells: A Successfull Combination of Materials.**, *J. Braz, Chem, Soc.*, Vol.14, No.6, 889-901,
- [7] Kim, H.J., et.al. 2007, **New Design of Dye-Sensitized solar Cell Adopted by Sputtering deposition of Counter Electrode.**, *Journal of the Vacuum Society of Japan* Vol. 50, No. 5.
- [8] J. Halme, 2002, **Dye sensitized Nanostructured and Organic Photovoltaic Cells** : technical review and preeliminary test., *Master Thesis of Helsinki University of Technology.*
- [9] Murakami.T, Gratzel.M. (2008) **Review : Counter electrodes for DSC: Application of functional materials as catalysts.**, *Inorganica Chimica Acta* 361: 572–580
- [10] W. Kiyotaka, H.Shigeru, 1992, **Handbook of Sputter deposition Technology**, Japan, Noyes Publications,
- [11] Callister.W.D., 2000. **Material Science and Engineering an Introduction.**, John Wiley & Sons, Inc.

Karakterisasi Lapisan Tipis Pt dan Pd Hasil Sputtering Sebagai Doping Pada Lapisan Sensitif WO₃

Pt and Pd Layer Characterization result of Sputtering as Doping on the Sensitive Layer of WO₃

Lilis Retnaningsih dan Erry Dwi Kurniawan
Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI
Jl. Sangkuriang Gd. 20 Bandung 40135
telp. 022 2504660, 2504661 .Fax. 022 2504659
E-mail : retna @ppet.lipi.go.id

Abstract

Has been done research of Semiconductor materials WO₃ (Tungsten Trioxide) powders are used as sensitive layers on NO₂ gas detection sensors. WO₃ powders is formed into a paste, then coated to the surface of the electrodes of the sensor components using screen printing technique. To improve the WO₃ aktif layer properties, the surface layers added of Pd (Palladium) or Pt (Platinum) doping materials. Function of the doping material is a get rid of the presence of gas after a detection by WO₃ gas sensor. Pd and Pt doping material in the form of a target superimposed on the surface of the sensitive layer of WO₃ using sputtering techniques. Doping layer formed is not expected to cover the entire surface of the sensitive layer of WO₃, so that the sensitive layer can still detect the presence of gas. The result of characterization using surface SEM image obtained by the second doping layer is formed, the layer is very thin and does not cover the entire surface of WO₃. Characterization of changes in the resistance to a given temperature change is relatively low and stable changes.

Keywords : WO₃ (Tungsten Trioxide), doping material, sputtering

Abstrak

Telah dilakukan penelitian Bahan Semikonduktor serbuk WO₃ (Tungsten Trioksida) digunakan sebagai lapisan sensitif pada sensor pendeteksi gas NO₂. Serbuk WO₃ dibentuk menjadi pasta yang selanjutnya dilapiskan di atas permukaan elektroda dari komponen sensor menggunakan teknik screen printing. Untuk meningkatkan sifat lapisan sensitif WO₃, maka dipermukaan lapisannya ditambahkan bahan doping Pd (Paladium) atau Pt (Platina). Fungsi dari kedua bahan ini adalah menyingkirkan keberadaan gas setelah terjadi pendeteksian oleh sensor gas WO₃. Bahan doping Pd maupun Pt berupa target yang dilapiskan di atas permukaan lapisan sensitif WO₃ menggunakan teknik sputtering. Lapisan doping yang terbentuk diharapkan tidak menutupi seluruh permukaan lapisan sensitif WO₃, sehingga lapisan sensitif WO₃ masih dapat mendeteksi keberadaan Gas. Hasil karakterisasi menggunakan SEM diperoleh gambar permukaan dari kedua lapisan doping yang terbentuk, yaitu lapisan yang sangat tipis dan tidak menutupi seluruh permukaan WO₃. Karakterisasi terhadap perubahan nilai resistansi yang diberikan relative rendah dan berubah stabil.

Kata Kunci : WO₃ (Tungsten Trioksida), bahan doping, sputtering

1. Pendahuluan

Untuk mengetahui kondisi suatu lingkungan terhadap adanya pencemaran terutama terhadap keberadaan suatu gas yang dapat mengganggu kesehatan, maka diperlukan suatu alat pendeteksi yang istilahnya disebut sensor [1].

Sensor secara istilah ilmu pengetahuan diartikan sebagai alat yang mampu mengubah besaran fisik ataupun kimia menjadi besaran elektronik. Sebuah sensor secara umum terdiri atas bagian heater, elektroda dan lapisan sensitif yang di lapiskan di atas permukaan elektrodanya, dan berfungsi sebagai hidung sensor. Lapisan

sensitif merupakan bagian yang paling penting dari sebuah sensor, karena lapisan sensitif yang akan menentukan unjuk kerja dari sebuah sensor. Umumnya bahan yang digunakan sebagai lapisan sensitif merupakan bahan Metal Oksida seperti SnO_2 , WO_3 , ZnO dan yang lainnya [2].

Selain bahan sensitif, diperlukan juga bahan yang dapat meningkatkan sensitifitas sensor berupa *dopant* seperti Au, Pd, Pt dan Ag yang diharapkan dapat meningkatkan sensitivitas dan selektivitas sensor.

Bahan sensitif WO_3 dapat digunakan mendeteksi gas yang mudah teroksidasi dengan kemampuan mendeteksinya dalam skala ppm. WO_3 adalah bahan yang digunakan sebagai lapisan sensitif sensor dalam bentuk serbuk yang dilarutkan maupun dalam bentuk permukaan film (Sputtering).

Dengan adanya gas yang terdeteksi, maka konduktivitas pada permukaan sensor akan berubah. Perubahan konduktivitas dari sensor sebanding dengan konsentrasi gas yang dideteksi, salah satu gas yang dapat dideteksi oleh bahan sensitif WO_3 adalah gas NO_2 . [3].

Secara umum mekanisme kerja suatu sensor dipengaruhi oleh bahan sensitif sensor yang digunakan dan kondisi lingkungan yang dideteksi. Ketika oksigen diserap pada permukaan kristal, oksigen akan bermuatan negatif. Hal ini disebabkan karena permukaan kristal mendonorkan elektron pada oksigen yang terdapat pada lapisan luar, sehingga oksigen akan bermuatan negatif dan muatan positif akan terbentuk pada permukaan luar kristal [1].

Terjadinya pergeseran elektron ini akan menyebabkan WO_3 mengalami proses reduksi dari W^{+6} menjadi W^{+5} sehingga terjadi perubahan konduktivitas.

Agar kerja suatu sensor dapat lebih sensitif dan selektif, maka dibutuhkan bahan *doping* yang dapat memaksimalkan kerja sensor tersebut. Bahan doping yang dapat digunakan adalah Ag, Au, Pt dan Pd, dimana bahan - bahan ini merupakan logam tunggal dan bersifat konduktor [4]. Fungsi dari doping ini adalah akan membersihkan keberadaan gas yang menempel pada lapisan sensitif setelah

selesai dilakukan pendeteksian. Dengan kondisi tersebut, maka lapisan sensitif WO_3 akan bersih dan kembali sensitif.

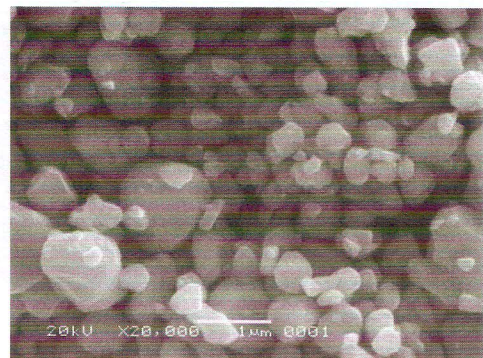
2. Metodologi Penelitian

Bahan sensitif WO_3 yang digunakan dalam penelitian ini adalah berupa serbuk yang telah dihaluskan mencapai skala nanometer. Serbuk WO_3 kemudian dilarutkan dengan binder 449 ESL sampai menyerupai pasta, sehingga bisa dilapiskan di atas permukaan elektroda dengan cara printing. Kemudian lapisan yang telah terbentuk di keringkan pada suhu antara 140°C - 200°C selama 6- 7 jam. Resistansi yang dihasilkan sebesar 2 MOhm – 4 M Ohm. Hasil pelapisan dapat dilihat pada gambar 1 dibawah ini.



Gambar 1: Permukaan Lapisan Sensitif WO_3

Hasil lapisan tersebut kemudian dikarakterisasi menggunakan SEM dengan perbesaran 20.000 kali, untuk melihat struktur butirannya yang terbentuk. Hasil karakterisasi perbesaran gambar menggunakan SEM dapat dilihat pada gambar 2.



Gambar 2 : Hasil Karakterisasi SEM Permukaan WO_3

Pada gambar 2 terlihat diantara butiran bahan sensitif tampak adanya celah (ruang), jika gas yang telah dideteksi masuk ke dalam celah-celah tersebut akan terperangkap dan sulit untuk keluar lagi. Hal ini akan membuat kondisi sensor tidak sensitif lagi, untuk mengatasi keadaan ini maka diantara lapisan sensitif ditambahkan bahan *doping* yang berfungsi untuk melepaskan kembali gas yang telah dideteksi dan kondisi sensor kembali bersih.

Penambahan bahan doping dilakukan dengan cara melapiskan bahan WO_3 pada permukaan elektroda kemudian dilapisi bahan *doping* Pt dan Pd dengan teknik sputtering. Hasil pelapisan bahan doping tidak boleh menutup seluruh permukaan lapisan sensitif WO_3 , agar lapisan sensitif masih dapat mendeteksi gas. Lapisan *doping* diharapkan berada diantara partikel bahan sensitif, untuk itu partikel yang diharapkan hanya sedikit sekali.

Bahan *doping* Pt dan Pd berupa target, yang mana proses pelapisan bahan *doping* tersebut dengan teknik sputtering dan dilakukan selama 5 detik. Adapun hasil pelapisannya dapat dilihat pada gambar 3.



a. *Doping* Lapisan Pd

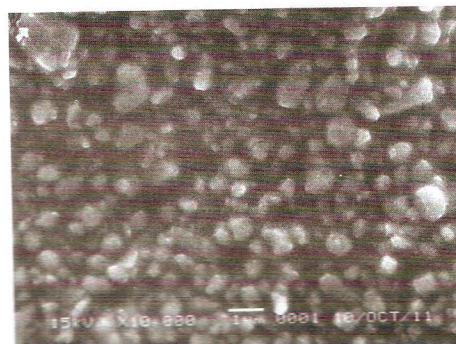


a. *Doping* Lapisan Pt

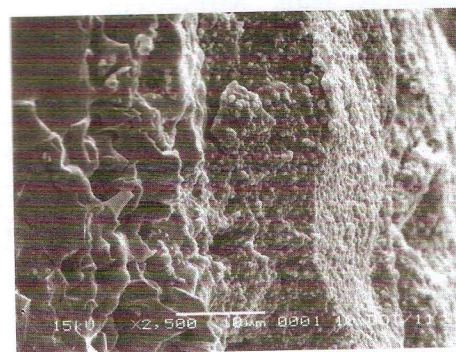
Gambar 3 : Permukaan Lapisan sensitif WO_3 yang telah di *doping* Pd dan Pd

3. Hasil dan Pembahasan

Permukaan lapisan sensitif WO_3 yang telah di *doping* kemudian hasilnya dikarakterisasi menggunakan SEM untuk mengetahui struktur permukaannya. Adapun hasil karakterisasi permukaan dapat dilihat pada gambar 4 di bawah ini.



a. Permukaan Lapisan



b. Lapisan Tampak dari Sisi

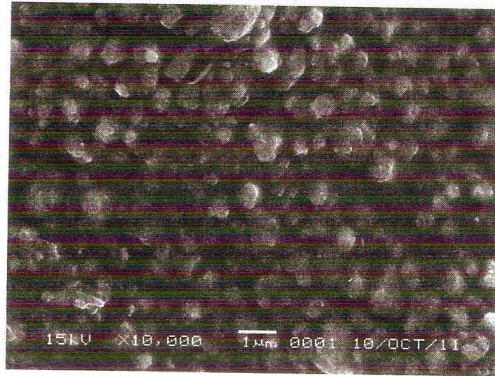
Gambar 4 : Karakterisasi SEM Lapisan Sensitif dengan *Doping* Pd

Gambar 4a. menunjukkan struktur permukaan lapisan yang di *doping* dengan bahan Pd (Palladium). Pada gambar a lapisan tampak dari permukaan, terlihat warna yang lebih terang merupakan lapisan Palladium dan bahan doping tidak menutup seluruh permukaan lapisan sensitif.

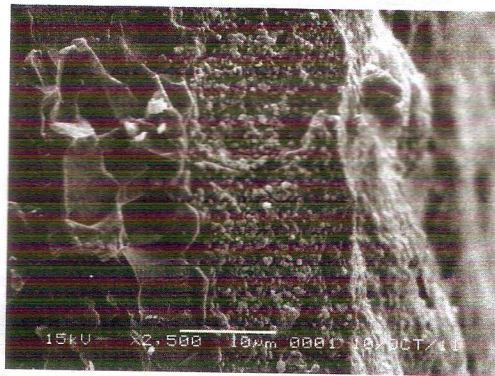
Pada gambar 4b struktur tampak dari samping, dan terlihat bagian paling kanan merupakan lapisan Palladium hasil sputtering dan tampak sangat tipis. Dari kedua kondisi di atas menunjukkan bahwa hasil sputtering Pd tidak menutupi seluruh permukaan WO_3 ,

sehingga lapisan sensitif masih dapat berfungsi mendeteksi gas.

Hasil SEM pada pelapisan doping Pt dapat dilihat pada gambar 5.



a. Permukaan Lapisan



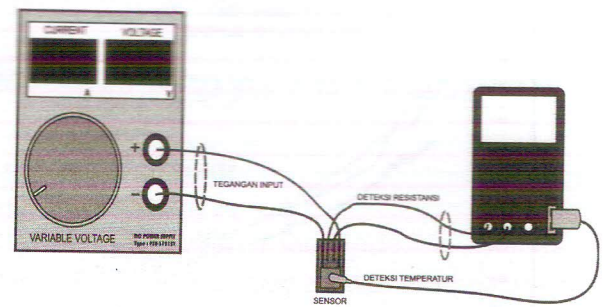
a. Lapisan Tampak dari Sisi

Gambar 5 : Karakterisasi SEM Lapisan Sensitif dengan *Doping Pt*

Seperti pada gambar 4, gambar 5a terlihat permukaan lapisan sensitif yang telah di beri lapisan doping Platina dan terlihat gambar yang lebih cerah merupakan lapisan doping Pt. Pada gambar 5b terlihat struktur lapisan dari samping, bagian paling kanan menunjukkan lapisan doping platina, karena tipisnya sehingga konturnya mengikiti lapisan sensitif yang dibawahnya.

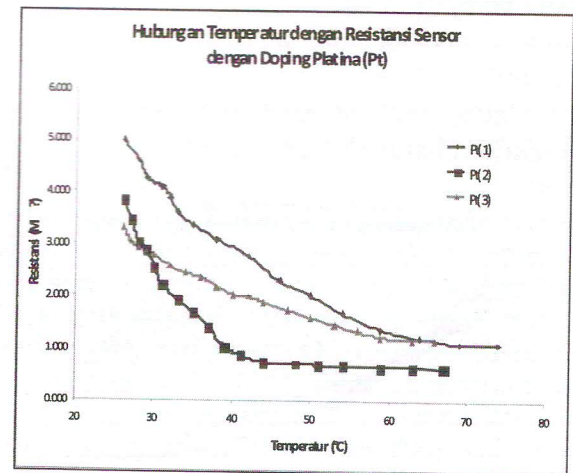
Selain karakterisasi lapisan menggunakan SEM, karakterisasi dilakukan untuk mengetahui pengaruh kenaikan temperatur terhadap perubahan resistansi.

[5]. Rangkaian blok pengukuran sebagai berikut pada gambar 6



Gambar 6 : Rangkaian Pengukuran Perubahan Resistansi

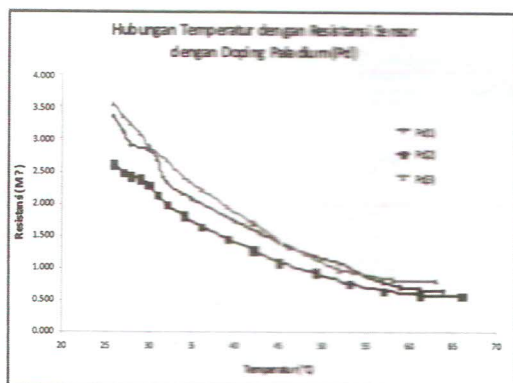
Untuk lapisan sensitif menggunakan doping Pt dengan resistansi awal pengukuran yang berbeda, hasil grafiknya dapat dilihat pada gambar 7.



Gambar 7 : Grafik Hubungan Resistansi terhadap Perubahan Temperatur pada *Doping Pt*

Dari grafik terlihat tiga sampel yang telah di doping dengan Pt, dengan nilai R awal yang berbeda, setelah heaternya diberi tegangan dan temperaturnya dinaikkan maka nilai resistansinya beransur turun, dan mendekati nilai stabil pada temperatur di atas 60°C.

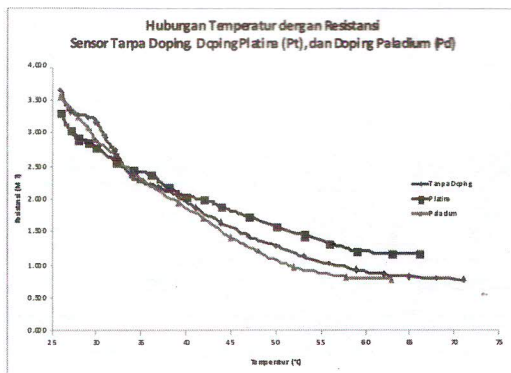
Untuk lapisan sensitif yang telah di *doping* dengan lapisan Pd ditunjukkan pada gambar 8.



Gambar 8 : Grafik Hubungan Resistansi terhadap Perubahan Temperatur pada *Doping Pd*

Pada grafik gambar 8 di atas terlihat bahwa ketiga sampel menunjukkan nilai resistansi awal yang berbeda, tetapi ketiganya mencapai nilai *R* yang mendekati nilai stabil pada temperatur di atas 60°C.

Untuk melihat perbandingan grafik dari ketiga kondisi adalah pada gambar 9.



Gambar 9 : Grafik Hubungan Resistansi terhadap Perubahan Temperatur pada *Doping Pd, Doping Pt dan Tanpa Doping*

Dimana grafik yang berwarna biru adalah karakterisasi pada sensor tanpa *doping*, yang berwarna merah karakterisasi sensor dengan *doping Pt* (platina), sedangkan yang berwarna hijau adalah grafik karakterisasi dengan *doping Pd* (Palladium).

Dari perbandingan ketiga kondisi karakterisasi baik melalui SEM maupun dengan kenaikan temperatur, maka untuk kedua bahan *doping* tersebut dapat digunakan dengan baik.

4. Kesimpulan

1. Pelapisan Bahan *doping* dengan teknik sputtering menunjukkan hasil yang baik.
2. Nilai resistansi sensor setelah dilapisi bahan *doping* jadi lebih rendah.
3. Hasil karakterisasi menggunakan SEM menunjukkan bahan *doping* tidak menutup seluruh permukaan lapisan sensitif.
4. Hasil karakterisasi : *Doping Pd* (Palladium) dan *Pt* (Platinum) dapat menambah sensitifitas pada sensor.

Ucapan Terimakasih

Dalam kesempatan ini penulis mengucapkan terimakasih kepada PPET – LIPI dan rekan-rekan yang ikut terlibat dalam penelitian ini.

Daftar Pustaka

- [1]. Barsan, N., Stetter, J. R., Findlay, Jr., M. & Gopel, W., (1999), “**High-performance gas sensing of CO: comparative tests for semiconducting (SnO₂-based) and for amperometric gas sensors**”, *Analytical Chemistry*, Vol. 71, pp. 2512–2517.
- [2]. Figaro Products Catalogue, (2008) **Figaro gas sensors 1-series 8-series**, Figaro Engineering Inc.
- [3]. M. Stankova, X. Vilanova, J. Calderer. (2005) “**Nanograin WO₃ Thin Film As Active Layer for Resistive Type Gas Sensor**”, *Journal of Optoelectronics and Advanced Material*, Vol 7, No. 3 Juni.
- [4]. Y. K. Chung, M H. Kim, (2007), “**Gas sensing properties of WO₃ thick film for NO₂ gas dependent on Proces conditions**”, *Sens. Actuat.*
- [5]. Tsolov Ivanov, Peter, A.Al Mohammad, (2009). “**Synthesis , Separation and Electrical Properties of WO₃ Nanopowders Via Partial Pressure High energy Ball-Milling**”, Nano-Materials Lab Physics *Departement Energy Commission of Syria*.

Pembangkit Chirp WideBand Berbasis DDS dan VCO untuk Radar UWB

Chirp Generator and DDS-Based Wideband VCO for UWB Radar

Purwoko Adhi dan Asep Yudi Hercuadi

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Kampus LIPI Gd.20 Lt.4 Jl. Sangkuriang Bandung 40135 Indonesia

Telp. +62 22 2504661 Fax. +62 22 2504659 Email: purwoko@ppet.lipi.go.id

Abstract

This paper describes the development of a Direct Digital Synthesizer (DDS) and Voltage Controlled Oscillator (VCO) based wideband chirp generator. The generator is designed to be used on a Ultra WideBand (UWB) Frequency Modulation-Continuous Wave (FM-CW) Radar for life detector application with working frequency between 500 and 3000MHz. It uses a Dielectric Resonance Oscillator (DRO) with a frequency of 9750MHz as the main reference frequency. To generate a chirp with frequency between 500 and 3000MHz, a chirp with frequency between 6750 and 9250 is generated first and then downmixed with the DRO output signal. The generator uses DDS to generate a signal with lower frequency and narrower bandwidth between 93,75 and 128,47 MHz. This chirp is then used as a reference signal to a Phase Locked Loop (PLL) circuit formed by the phase detector and charge pump, contained inside AD9956, and the VCO, functioning as a frequency multiplier by 72 and generating a wideband chirp which is available at the VCO output.

Keywords : chirp, radar, FM-CW, UWB, DDS, VCO, PLL

Abstrak

Tulisan ini membahas tentang pengembangan pembangkit chirp wideband berbasis DDS dan VCO. Pembangkit dirancang untuk digunakan pada sebuah Radar UWB FM-CW untuk aplikasi life detector dengan frekuensi kerja antara 500 dan 3000MHz. Pembangkit menggunakan sebuah DRO dengan frekuensi 9750MHz sebagai referensi utama. Untuk membangkitkan chirp dengan frekuensi antara 500 dan 3000MHz, terlebih dahulu dibangkitkan chirp dengan frekuensi antara 6750 dan 9250GHz yang kemudian di-down-mix dengan frekuensi DRO. Pembangkit chirp berbasis DDS dan VCO, menggunakan DDS sebagai pembangkit chirp dengan frekuensi antara 93,75 dan 128,47 MHz. Chirp ini kemudian digunakan sebagai sinyal referensi pada rangkaian PLL yang dibentuk oleh phase detector dan charge pump, yang tersedia dalam AD9956, dan oleh VCO, sehingga berfungsi sebagai pengali 72 yang menghasilkan chirp wideband yang tersedia pada output VCO.

Kata kunci: chirp, radar, FM-CW, UWB, DDS, VCO, PLL

1. Pendahuluan

Sebagai Negara kepulauan yang terletak di pertemuan antara beberapa lempeng bumi, Indonesia merupakan negara rawan gempa. Gempa yang berkekuatan cukup besar berpotensi menyebabkan runtuhnya gedung-gedung bertingkat dan dalam banyak kasus runtuhnya gedung bertingkat, korban, baik meninggal maupun hidup, terjebak dalam reruntuhan gedung. Upaya penyelamatan harus dilakukan secara cepat dan hati-hati

untuk memastikan korban hidup dapat diselamatkan.

Tanpa informasi yang akurat mengenai keberadaan korban hidup di balik reruntuhan, penyelamatan memerlukan waktu yang lama dan mengurangi kemungkinan korban hidup dapat diselamatkan. Berbagai cara untuk mendeteksi keberadaan korban hidup dibalik reruntuhan banyak digunakan. Di antara dengan menggunakan anjing pelacak, menggunakan inframerah untuk mendeteksi panas tubuh, menggunakan sensor gas untuk mendeteksi

panas tubuh, menggunakan sensor gas untuk mendeteksi aktifitas pernafasan, dan menggunakan kamera yang bisa melewati celah-celah sempit jika ada.

Untuk melengkapi informasi yang diperlukan dalam rangka pencarian korban hidup di balik reruntuhan, through-wall radar dapat digunakan. Keberadaan korban hidup bisa dideteksi dari gerakan anggota tubuhnya, gerakan nafasnya, atau detak jantungnya menggunakan through-wall radar yang mampu mendeteksi objek di balik tembok, beton, atau material lain.

Through-wall radar menggunakan teknologi radar UWB. Salah satu tipe radar UWB adalah FM-CW. Radar UWB FM-CW menggunakan prinsip yang sama dengan Radar FM-CW, di mana dipancarkan sinyal chirp periodik. Bedanya, bandwidth chirp pada UWB jauh lebih lebar dari bandwidth chirp pada Radar FM-CW untuk aplikasi radar permukaan atau radar udara.

Pembangkit chirp wideband adalah komponen terpenting dari sebuah radar UWB FM-CW. Tantangan dalam komponen ini adalah bandwidth yang sangat lebar, linearitas frekuensi terhadap waktu, level daya yang rata, derau fasa, dan kestabilan.

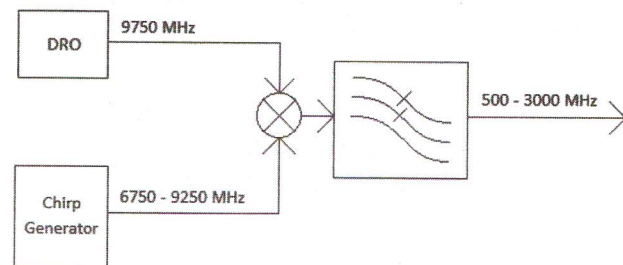
Tulisan ini membahas pengembangan pembangkit chirp wideband berbasis DDS dan VCO, diawali dengan spesifikasi dan diagram blok, kemudian dilanjutkan dengan implementasi rangkaian, dan pemrograman DDS. Hasil pengukuran dan kesimpulan akan menutup tulisan ini.

2. Metodologi Penelitian

2.1 Spesifikasi dan Diagram Blok

Radar UWB untuk aplikasi Life Detector yang dikembangkan memiliki frekuensi kerja antara 500 dan 3000 MHz. Rentang frekuensi ini terlalu lebar untuk dibangkitkan secara langsung. Oleh karena itu, sinyal dibangkitkan pada frekuensi yang lebih tinggi, di mana sebuah oscillator tunggal mampu membangkitkan sinyal dengan rentang frekuensi tersebut. Kemudian

sinyal di-downmix untuk menghasilkan sinyal yang diinginkan, seperti ilustrasi pada Gambar 1.

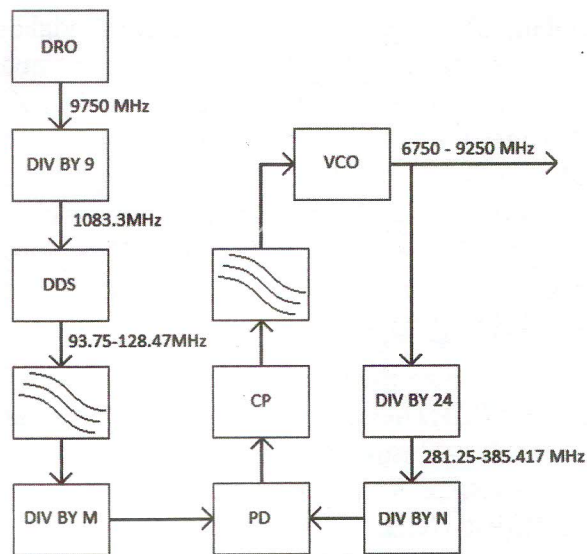


Gambar 1: Diagram Blok Pembangkit Chirp WideBand 500-3000MHz

DRO yang digunakan memiliki frekuensi output sebesar 9750 MHz. Untuk menghasilkan sinyal yang diinginkan, pembangkit chirp harus menghasilkan frekuensi antara 6750 dan 9250 MHz. Sinyal dari DRO dicampur dengan sinyal dari pembangkit chirp, kemudian difilter dengan sebuah lowpass filter untuk menghasilkan sinyal chirp dengan frekuensi antara 500 dan 3000 MHz.

Prinsip kerja radar FM-CW mengharuskan linearitas frekuensi yang sangat tinggi terhadap waktu. Salah satu pembangkit sinyal FM yang mampu memenuhi linearitas yang dibutuhkan ini adalah DDS. Pembangkit chirp wideband yang dikembangkan dapat digambarkan secara sederhana dengan diagram blok seperti pada Gambar 2.

Komponen utama dari rangkaian yang dikembangkan adalah sebuah DDS, sebuah VCO, sebuah phase detector (PD), dan sebuah charge pump (CP). Rangkaian menggunakan frekuensi output 9750 MHz dari DRO sebagai referensi utama. Bersama dengan beberapa pembagi frekuensi dan filter, komponen utama membentuk sebuah rangkaian phase locked loop (PLL), di mana output dari DDS berfungsi sebagai sinyal referensi.



Gambar 2: Diagram Blok Pembangkit Chirp WideBand 6750-9250MHz

Sinyal output dari VCO dibagi 24 oleh sebuah pembagi frekuensi, kemudian dibagi oleh sebuah pembagi N. Hasilnya, sebuah sinyal dengan frekuensi yang sama dengan frekuensi sinyal output VCO dibagi 24N, menjadi salah satu input dari PD (osc in). Input PD yang lain (ref in) adalah sinyal yang dihasilkan oleh DDS dan dibagi oleh pembagi M. Rangkaian seperti ini, pada kondisi locked, akan menghasilkan menghasilkan sinyal dengan frekuensi 24N kali frekuensi sinyal referensi.

Untuk menghasilkan sinyal output berupa chirp dengan frekuensi antara 6750 dan 9250 MHz, dengan sweep time tertentu, DDS harus diprogram untuk menghasilkan sinyal chirp dengan frekuensi antara 93,75 dan 128,47 MHz. Pembagi M dan pembagi N masing-masing diprogram sehingga M sama dengan 1 dan N sama dengan 3. Dengan demikian rangkaian PLL ini berfungsi sebagai pengali 72.

2.1 Implementasi Rangkaian

Untuk implementasi rangkaian digunakan IC DDS AD9956 dari Analog Device [2]. Selain DDS, IC ini juga memiliki sebuah PD, sebuah CP, pembagi M, dan pembagi N di dalamnya. Untuk menyederhanakan implementasi rangkaian,

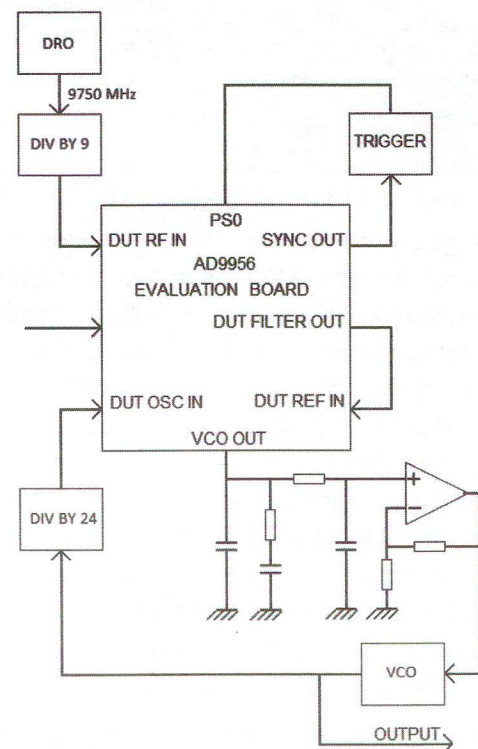
digunakan IC yang sudah terpasang di atas sebuah Evaluation Board AD9956 [3]. Board tersebut memiliki interface USB untuk keperluan pemrograman IC dan beberapa konektor SMA untuk input dan output.

Untuk VCO digunakan sebuah modul VCO HMC-C029 dari Hittite Microwave Corporation. Modul ini memiliki frekuensi kerja antara 5 dan 10 GHz, dengan tegangan tuning antara 0 dan 20 Volt.

Diagram skema rangkaian dapat dilihat pada Gambar 3.

Output DRO yang sudah dibagi dengan 9 digunakan sebagai clock referensi utama dari DDS. Untuk itu output pembagi 9 dihubungkan dengan input DUT RF IN pada evaluation board.

Output DDS (DUT FILTER OUT) yang sudah difilter oleh filter yang sudah tersedia di atas board dihubungkan ke input DUT REF IN. Output dari VCO, setelah dibagi dengan pembagi 24 dihubungkan dengan input DUT OSC IN pada evaluation board.



Gambar 3: Diagram Blok Rangkaian

VCO OUT pada evaluation board AD9956 sebenarnya terhubung dengan output VCO pada versi dengan VCO. Karena kami menggunakan versi tanpa VCO, kami memanfaatkan soket konektor SMA ini untuk mengambil sinyal dari output CP. Untuk itu pada board dipasang jumper dari pin 36 (CP_OUT) IC AD9956 ke soket konektor SMA VCO OUT. Output CP dihubungkan ke rangkaian filter PLL standar.

CP pada AD9956 dicatu dengan tegangan 3,3Volt. Oleh karena itu output CP adalah antara 0 dan 3,3Volt. Rentang tegangan ini tidak mencakup seluruh tegangan tuning dari VCO, yaitu antara 0 dan 20Volt. Untuk itu digunakan sebuah operational amplifier yang difungsikan sebagai penguat tegangan, sedemikian rupa sehingga rentang tegangan input 0 sampai 3,3Volt berkorespondensi dengan rentang tegangan output 0 sampai 20Volt.

2.1 Pemrograman DDS

Pada prinsipnya, DDS harus diprogram untuk menghasilkan sebuah chirp. Pengenalan AD9956 dan pemrogramannya sebagai pembangkit sinyal chirp dapat dilihat pada [1].

Frekuensi clock referensi yang digunakan adalah 1083.333MHz. Frekuensi ini harus kita bagi dengan 4 untuk menghasilkan system clock (SYSCLK), karena AD9956 tidak mengijinkan frekuensi SYSCLK di atas 400MHz. Untuk itu kita harus menggunakan RF-DIVIDER dengan memberi logika 0 pada bit RF Divider SYSCLK Mux (CFR2<16>=0) dan memberi nilai 4 pada rf divider ratio dengan memberi angka biner 10 pada dua bit RF Divider Ratio (CFR2<22:21>=10). Dengan demikian SYSCLK = 270,833MHz dan frekuensi synchronisation clock (SYNC_CLK) adalah sebesar SYSCLK dibagi 4, atau sebesar 67,708MHz. Frekuensi ini bisa didapat pada output SYNC_OUT.

Frekuensi sweep yang diinginkan adalah sekitar 1kHz, atau sweeptime sekitar 1ms. Frekuensi terdekat yang didapat dengan cara

membagi SYNC_CLK dengan bilangan 2^n adalah 1033Hz, di mana $n=16$. Berarti sweeptime sama dengan 0.968ms atau 65536 siklus SYNC_CLK. Untuk meyakinkan bahwa akumulator frekuensi telah kembali ke frekuensi bawah, maka digunakan guardtime sebesar 4 siklus SYNC_CLK, sehingga sweep dari frekuensi bawah ke frekuensi atas dilakukan selama 65532 siklus SYNC_CLK.

Sinyal chirp dengan frekuensi antara 93,75 dan 128,47MHz berarti frekuensi ekskursi sekitar 34,72MHz. Untuk mendapatkan frekuensi ekskursi sekitar 34,72MHz, nilai 1 dimasukkan pada RSRR. Nilai ini menghasilkan kenaikan frekuensi setiap $T_r = 0.014769\mu s$, atau setiap satu siklus SYNC_CLK. Kenaikan frekuensi yang dibutuhkan setiap kali adalah sekitar 529,785Hz dan yang mendekati ini adalah $f_r = 516,574Hz$ yang bisa diperoleh dengan memberikan nilai 32 pada RDFTW. Nilai-nilai di atas akan menghasilkan frekuensi ekskursi sebesar 33,852MHz untuk sweeptime yang telah ditentukan di atas.

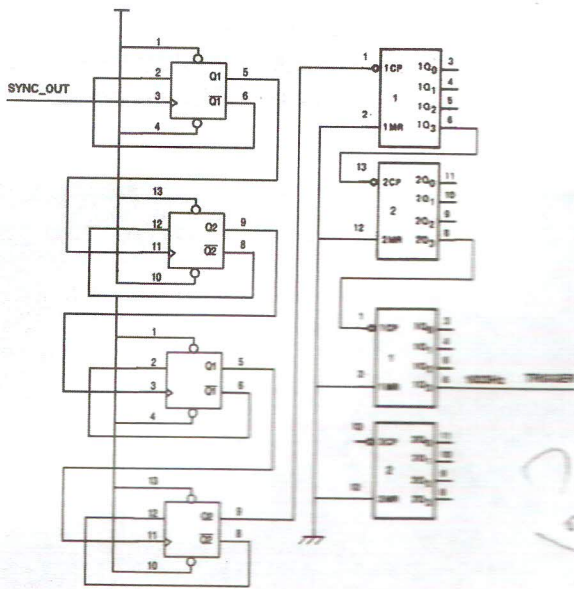
Dengan demikian frekuensi bawah adalah tetap 93,75MHz. Frekuensi atas menjadi 93,75MHz ditambah 33,852MHz sama dengan 127,602MHz.

Frekuensi bawah dan frekuensi atas digunakan untuk menghitung FTW0 dan FTW1 dengan menggunakan Persamaan 1.

$$FTW = \frac{f}{f_s} 2^{48} \quad (1)$$

di mana f_s adalah frekuensi clock referensi.

Selanjutnya FTW0 dan FTW1 ditulis bersama dengan POW0 dan POW1, yang dibiarkan 0, pada PCR0 dan PCR1.



Gambar 4: Rangkaian pembagi untuk trigger.

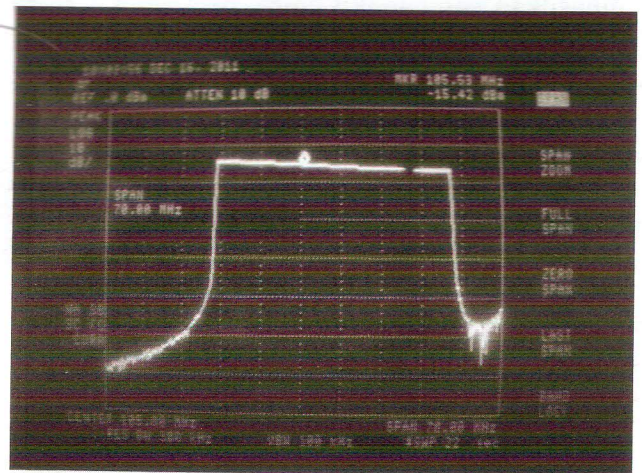
Triger periodik dengan perioda sebesar sweep time yang diinginkan diperlukan oleh DDS agar menghasilkan chirp periodik. Untuk menjaga koherensi, sinyal triger dibangkitkan dengan membagi sinyal SYNC_CLK yang bisa diperoleh pada output SYNC_OUT pada board AD9956. Untuk meyakinkan bahwa pembagi bisa bekerja pada frekuensi SYNC_CLK, untuk pembagi tahap awal digunakan komponen TTL tipe fast (F). Setelah didapat frekuensi yang lebih rendah, pada tahap berikutnya bisa digunakan tipe lain. Diagram skema rangkaian pembagi dapat dilihat pada Gambar 4.

Dalam rangkaian tersebut digunakan dua buah IC 74F74 yang masing-masing memiliki dua buah D-Flipflop yang difungsikan sebagai pembagi dua. Keempat D-Flipflop dirangkai membentuk pembagi 16. Sinyal output pada pin SYNC_OUT sudah kompatibel dengan sinyal TTL, sehingga bisa langsung dihubungkan ke clock dari D-Flipflop pertama. D-Flipflop terakhir menghasilkan sinyal dengan frekuensi 4.232MHz. Selanjutnya sinyal ini dibagi 256 menggunakan 2 buah counter 4 bit yang ada dalam sebuah IC 74HC393 dan difungsikan sebagai pembagi 16. Selanjutnya sebuah counter pada IC 74HC393 lain difungsikan

sebagai pembagi 16. Output memiliki frekuensi 1033Hz sebagai input untuk trigger DDS pada pin PS0.

2 Pengujian dan Hasil

Gambar 5 menunjukkan spektrum output dari DDS yang diprogram untuk menghasilkan chirp dari 93,75 sampai 128,47MHz. Spectrum analyzer di-set pada frekuensi tengah 105MHz dan span 70MHz atau setara dengan frekuensi start 70MHz dan frekuensi stop 140MHz. Terlihat sedikit penurunan tingkat daya yang berbanding terbalik dengan frekuensi.



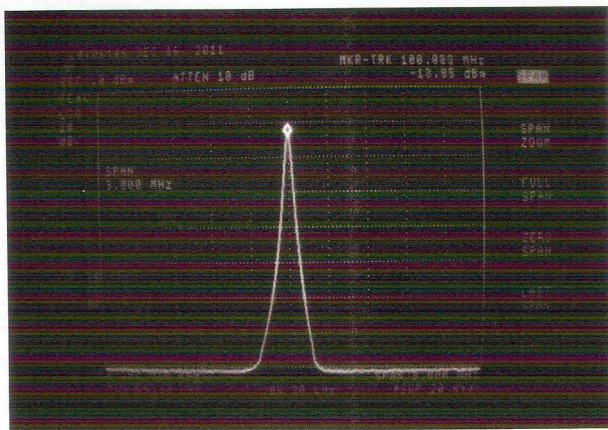
Gambar 5: Spektrum chirp 93,75-128,47MHz

Gambar 6 menunjukkan spektrum output VCO, berupa chirp dari 6750 sampai 9250MHz. Spectrum analyzer di-set pada frekuensi start 6GHz dan frekuensi stop 10GHz, atau setara dengan frekuensi tengah 8GHz dan span 4GHz. Dapat diamati bahwa tingkat daya sepanjang rentang frekuensi output sedikit tidak merata. Namun, dari bentuk spektrum bisa disimpulkan bahwa pembangkit chirp telah bekerja.



Gambar 6: Spektrum chirp 6750-9250MHz

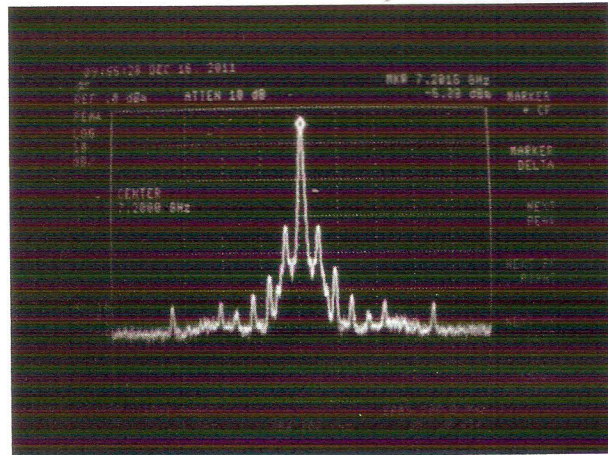
Untuk mengetahui kualitas sinyal yang dihasilkan pembangkit chirp, pembangkit chirp diprogram untuk membangkitkan sinyal dengan frekuensi tetap. DDS diprogram untuk menghasilkan sinyal dengan frekuensi 100MHz. Gambar 7 menunjukkan spektrum sinyal tersebut. Spectrum analyzer di-set dengan frekuensi tengah 100MHz dan span 3MHz. Bentuk spektrum menunjukkan bahwa sinyal yang dihasilkan cukup baik dan memenuhi syarat.



Gambar 7: Sinyal 100MHz dari DDS

Dengan DDS diprogram untuk menghasilkan sinyal 100MHz, subsistem pembangkit chirp akan menghasilkan sinyal dengan frekuensi 7200MHz. Gambar 8 menunjukkan spektrum output VCO berupa sinyal dengan frekuensi 7200MHz. Spectrum analyzer di-set dengan frekuensi tengah 7.2GHz dan span 200MHz. Dari bentuk spektrum sinyal dapat disimpulkan bahwa sinyal termodulasi frekuensi atau memiliki

derau fasa yang belum bisa diterima. Sinyal seperti ini akan menurunkan resolusi sistem radar dan menimbulkan masalah pada pengolahan Doppler.



Gambar 8: Sinyal 7.2GHz dari VCO

Masalah modulasi frekuensi atau derau fasa ini ditimbulkan oleh rangkaian antara charge pump dan VCO, yaitu filter loop dan amplifier. Untuk mengatasi masalah ini, rangkaian tersebut perlu diperbaiki.

4. Kesimpulan

Sebuah pembangkit chirp widaband telah dirancang dan direalisasikan. Pembangkit ini menggunakan sebuah DDS dan sebuah VCO sebagai komponen utama. Untuk DDS digunakan AD9956 dari Analog Devices dalam bentuk evaluation board dan untuk VCO digunakan HMC-C029 dari Hittite.

Subsistem yang dikembangkan telah menghasilkan sinyal chirp dari 6750 sampai 9250MHz. Namun derau fasa dari sinyal belum bisa diterima karena akan mengakibatkan penurunan resolusi dan masalah pada pengolahan Doppler. Maka dari itu masih diperlukan perbaikan pada rangkaian filter loop.

5. Daftar Referensi

- [1] Purwoko Adhi, "Pembangkitan Chirp untuk Radar FM CW Menggunakan DDS", *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi*.

- [2] Analog Devices, (2004), **"2.7 GHz DDS-Based AgileRFTM Synthesizer (AD9956 Datasheet)"**, Norwood, USA.
- [3] Analog Devices, (2005), **"Evaluation Board for 2.7 GHz DDS-Based AgileRF™ Synthesizer"**, Norwood, USA.
- [4] Analog Devices, (1999), **"A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis"**, Norwood, USA.
- [5] Mahafza, Bassem R.,(2005), **"Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB"**, *Chapman and Hall/CRC*, Boca Raton.
- [6] Miller, Gary M. and Beasley, Jeffrey S.,(2002), **"Modern Electronic Communication"**, *Prentice Hall*.

Pembuatan PA Menggunakan Komponen SZA3044 untuk CPE pada WiMAX

Making use of Components SZA3044 PA for the WiMAX CPE

Yaya Sulaeman, Topik Teguh Estu, Tommy Hendrik
Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI
yaya@ppet.lipi.go.id

Abstract

WiMAX in Indonesia is a telecommunication system which is being developed at this time. Has a data transmission speed of up to 75 MBPS. Working at a frequency of 2.3 to 2.4 GHz and 3.3 to 3.4 GHz with a bandwidth of 7.5 MHz. To be able to transmit data by radio needed a Power Amplifier. Because PA is an amplifier for the final level which then sent to the Antenna. With a 1 Watt PA can reach a distance of about 10 KM and use SZA3044 components. PA on the telecommunications system at the user's WiMAX CPE different from the BTS. Measurement of the amount of signal level and frequency of PA performed with Spectrum Analyzer measurement, Signal Generator and Power Supply Unit.

Keyword : WiMAX, Telekomunikasi, Power Amplifier, CPE.

Abstrak

WiMAX di Indonesia merupakan system telekomunikasi yang sedang berkembang saat ini. Memiliki kecepatan pengiriman data hingga 75 MBPS. Bekerja pada frekuensi 2,3-2,4 GHz dan 3,3-3,4 GHz dengan lebar pita 7,5 MHz. Untuk dapat mengirimkan data dengan radio tersebut diperlukan sebuah Power Amplifier. Karena PA merupakan sebuah penguat tingkat akhir yang untuk selanjutnya dikirim ke bagian Antenna. Dengan PA sebesar 1 Watt dapat menjangkau jarak sekitar 10 KM dan menggunakan komponen SZA3044. PA pada system telekomunikasi WiMAX di bagian pengguna CPE berbeda dengan BTS. Pengukuran besaran level sinyal dan frekuensi PA dilakukan dengan alat ukur Spectrum Analyzer, Signal Generator dan Power Supply Unit.

Kata Kunci : WiMAX, Telekomunikasi, Power Amplifier, CPE.

1. Pendahuluan

WiMAX merupakan sebuah system telekomunikasi yang sedang berkembang saat ini, memiliki kecepatan hingga 75Mbps. Dan seluruh system telekomunikasi radio memerlukan sebuah Power Amplifier (PA). WiMAX di Indonesia bekerja pada frekuensi 2,3-2,4GHz dan 3,3-3,4 GHz. Secara system keseluruhan WiMAX terdiri dari 2 sistem yaitu BTS (*base transceiver station*) di sisi provider dan CPE (*customer-premises equipment*) di sisi pengguna. Bagian BTS memerlukan PA lebih besar dibandingkan dengan CPE. Dan pada tulisan ini, akan menerangkan tentang pembuatan PA untuk WiMAX pada frekuensi 3,3 GHz dengan menggunakan komponen SZA3044.

2. Metodologi

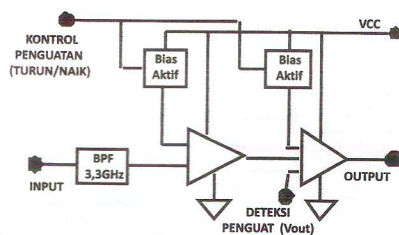
a. Perancangan PA

Komponen utama PA yang digunakan adalah prodak Sirensa mikrodivais SZA-3044 yang memiliki linearitas tinggi, penguat jenis *Transistor Bipolar Hetero* (HBT) kelas AB, biaya-rendah dan kemasan permukaan-mountable dari bahan plastik. Penguat HBT terbuat dari bahan InGaP pada teknologi perangkat GaAs dan dibuat dengan MOCVD untuk sehingga memiliki kombinasi yang ideal dengan biaya rendah dan keandalan yang tinggi.

Produk ini khusus dirancang sebagai tahap akhir standar 802.16 untuk peralatan di 3,3-3,8 GHz dengan maksimal

penguatan 30 dBm. Komponen ini dikendalikan oleh sumber tegangan 3 VDC dan tegangan maksimum 6 VDC. Dioptimalkan sebagai sirkuit on-chip dengan impedansi nominal pada input dan output. Memiliki 2.5% EVM (Error Vector Magnitude) pada $P_{out} = 25\text{dBm}$, $V_{cc}=6\text{V}$, 365mA , dan PAE (Power Added Efficiency) 14.5%. Output eksternal dan penyesuaian bias dapat dioptimasi untuk aplikasi lain atau band lebih sempit. Batas suhu maksimum operasional adalah 150°C . Dapat dioperasikan hingga 1.000 jam.

Frekuensi kerja komponen PA yang digunakan mulai dari 2,7-3,8 GHz, maka bagian Input PA dibatasi oleh sebuah komponen *chip Band Pass Filter* (BPF) yang bekerja pada frekuensi 3,3-3,4 GHz.



Gambar 1. Blok Diagram PA

Komponen dalam PA terdiri dari 2 buah penguat, sehingga agar dapat mencapai penguatan senilai 30 dBm, maka bagian *bias* penguat 1 dan 2 harus diberikan tegangan yang sesuai dengan kebutuhan. Dikontrol dari bagian Baseband WiMAX secara otomatis, saat level sinyal kecil akan diberikan tegangan bias yang tinggi dan sebaliknya, saat level input yang masuk besar maka tegangan bias akan turun. Tujuannya agar penguatan pada output PA tetap pada kondisi yang stabil.

Perhitungan kondisi pada Bias Penguat aktif harus mengikuti aturan sebagai berikut :

$$I_D V_D < (T_J - T_L) / R_{TH} \quad j-l$$

Dimana :

I_D (*Current Device*) adalah besarnya arus yang mengalir pada *device* dalam mA

V_D (*Voltage Device*) adalah besarnya tegangan yang masuk pada *device* dalam V

T_J (*Temperature Junction*) sebagai *Operating Junction Temperature* dalam $^\circ\text{C}$

T_L (*Temperature Lead*) sebagai *Operating Lead Temperature* dalam $^\circ\text{C}$

R_{TH-j-l} (*Resistance Thermal*) sebagai *Thermal Resistance (junction - lead)*, dalam $^\circ\text{C/W}$

b. Perhitungan Strip Line PCB

Perhitungan jalur microstrip pada jalur PCB, sangat menentukan nilai matching impedansi yaitu pada nilai 50 ohm. Terutama pada jalur sinyal frekuensi tinggi, yaitu di jalur 3,3, GHz. Persamaan ini telah disederhanakan, T untuk dimensi ketebalan, dinyatakan dalam mikron (μm), H untuk nilai tinggi, dan W untuk lebar, memiliki unit pengukuran kongruen satu sama dengan yang lainnya. Plot ketebalan tembaga diasumsikan 35 μm dengan menghitung kesalahan sebagai berikut :

$$\text{Error} = 100 \cdot \frac{Z_{\text{calc}} - Z_{\text{theor}}}{Z_{\text{theor}}} \quad (\text{A})$$

Dimana :

Z_{cal} = hasil perhitungan impedansi and

Z_{theor} = nilai yang diharapkan (50 or 75 Ω)

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \cdot \ln \left[\frac{5.98 H}{0.8 W + T} \right] \quad (\text{B})$$

Hubungan ini dapat disusun kembali untuk menunjukkan lebar, W , secara eksplisit sebagai :

$$W = \begin{cases} \frac{7.48 H}{\epsilon_r 0.33 (\epsilon_r + 1.41)} - 1.25 T & Z_0 = 50? \\ \frac{7.48 H}{\epsilon_r 0.74 (\epsilon_r + 1.41)} - 1.25 T & Z_0 = 75? \end{cases}$$

Untuk menyederhanakan rumus dimensi microstrip, istilah eksponensial dapat dilinierisasi. Ekspansi linier mengarah ke:

$$\epsilon^{\sqrt{x}} = \epsilon^{\sqrt{x_0}} + \frac{1}{2 \sqrt{x_0}} \cdot \epsilon^{\sqrt{x_0}} \cdot x - x_0 \quad (\text{D})$$

Dengan asumsi konstanta dielektrik (ϵ_r) dari 3 menjadi 10 sebagai dalam rumus asli, nilai $x_0 = 2,6$ untuk impedansi karakteristik (Z_0) dari 50 Ω sehingga bahwa:

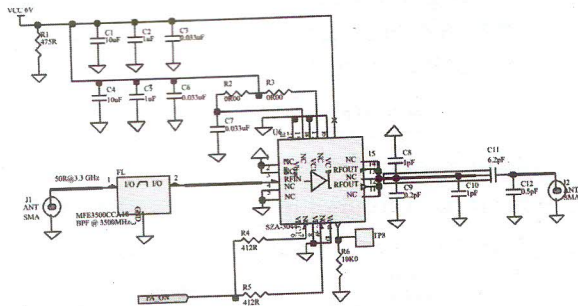
$$W = \begin{cases} \frac{7.48 H}{\epsilon_r + 3.31} - 1.25 T & Z_0 = 50? \\ \frac{4.32 H}{\epsilon_r} - 1.25 T & Z_0 = 75? \end{cases} \quad (\text{F})$$

Karena hasil yang baik diperoleh dengan rumus linierisasi, model yang sama digunakan agar sesuai dengan nilai dari lapangan EM solver. Pendekatan ini menyebabkan persamaan surprisingly sederhana untuk kasus impedansi karakteristik (Z_0) dari 50 Ω :

$$W_{50\Omega} \approx \frac{10H}{1 + \epsilon_r} \quad (H)$$

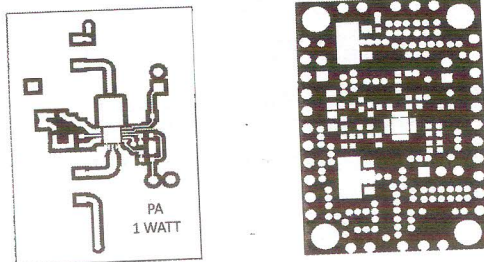
c. Rangkaian dan PCB untu PA

Dari hasil perancangan di bias penguatan, penentuan frekuensi kerja dengan dibatasi oleh BPF dan microstrip pada jalur PCB. Maka rancangan rangkaian PA 30 dBm sudah dapat direalisasikan ke dalam sebuah rangkaian.



Gambar 2. Gambar Rangkaian PA

Dari rangkaian PA, dibuatlah layout PCB serta PCB untuk realisasi dari seluruh hasil perancangannya. Bahan PCB dari subtract Teflon-fiberglass berlapis tembaga dengan ukuran adalah 2,5 cm x 4 cm.



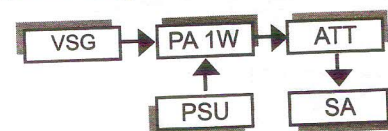
Gambar 3. PCB PA bagian atas dan bawah

3. Hasil dan Pembahasan

Setelah proses pembuatan modul penguat daya (PA) ini selesai, tahap selanjutnya dilakukan pengukuran. Pengukuran yang dilakukan meliputi, pengukuran frekuensi kerja, besar level penguatan dan *bandwidth* dari modul PA yang dirancang.

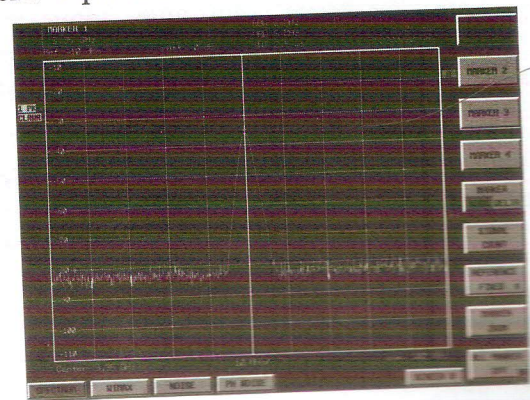
Peralatan yang dipergunakan pada pengukuran ini, antara lain :

- Vector Signal Generator (VSG) SMJ 100A (Rohde & Schwarz)
- Spectrum Analyzer (SA) FSG (Rohde & Schwarz)
- Step Attenuator (ATT) 50 dB
- Power Supply Unit (PSU) PST – 3202 (GW INSTEK)
- Kabel RG 223U / 50 SMA to SMA
- Konektor adapter SMA to N



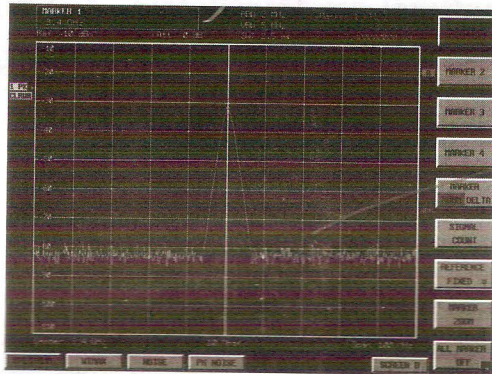
Gambar 4. Blok Diagram Pengukuran PA

Pada pengukuran PA ini, input dari VSG level sinyal sebesar -10 dBm. ATT di set untuk dapat meredam sebesar -50 dB. Di SA terbaca hasil pengukuran -36 dBm (gambar 5). Seharusnya sinyal di SA sebesar -30 dBm, hasil analisa pada kabel, *adapter* serta konektor ada redaman sebesar 1 dB, pada BPF redaman 4 dB karena respon frekuensi di 3,3 GHz kurang baik.



Gambar 5. Pengukuran PA Frekuensi 3,3 GHz

Pada pengukuran di frekuensi 3,4 GHz, di SA terbaca -32 dBm (gambar 6). Seharusnya pengukuran terbaca -30 dBm, terdapat redaman 1 dB dari kabel, adapter dan konektor. Di BPF redaman di frekuensi tersebut 1 dB.



Gambar 6. Pengukuran PA Frekuensi 3,4 GHz

4. Kesimpulan

Pembuatan Power Amplifier 1 Watt atau sebesar 30 dBm dengan menggunakan komponen SZA3044. Dapat dialpikasikan pada WiMAX di sisi CPE dengan jarak jangkauan antara 7-10 KM tergantung topologi dari setiap area.

5. Daftar Pustaka

- [1] Alberto Bagnasco, (2006) "Simplify The Calculation Of Microstrip Dimensions", *ED Online ID #13720*.
- [2] Lemuel Artios L. Tobing (2009). "Analisis Karakteristik Saluran Transmisi Mikrostrip". *Universitas Sumatera Utara*.
- [3] Reynaert, Patrick, Steyaert (2006), Michiel, "RF Power Amplifiers for Mobile Communications", *Springer*. Data Sheet S Z A 3 0 4 4 , "<http://www.sireenza.com>", 6 EDS-103585 Rev J.
- [4] Harri Holma and Antti Toskala, (2009), "LTE for UMTS-OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access" *John Willey & Sons, Ltd*.

Penerapan DGS (*Defected Ground Structure*) Belah Ketupat pada Antena Mikrostrip dengan Frekuensi 3,3GHz -3,4 GHz Menggunakan Pemodelan *Rectangular*

Rhombus DGS (Defected Ground Structure) on Microstrip Antenna with Frequency 3.3 GHz – 3.4 GHz Using Rectangular Modeling

Sri Hardiati¹⁾, Yuyu Wahyu¹⁾ Yustandi Achmad²⁾

¹⁾Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi-LIPI

²⁾ Fakultas Teknik Elektro Dan Komunikasi –ITT Bandung

ash_egt@yahoo.com dan yuyu@ppet.lipi.go.id

Abstract

Microstrip antenna is a device that has advantages, such as dimension, slight, compact form, and easily integrated with another electronic device. However the disadvantages of microstrip antenna are low gain, low efficiency, narrow bandwidth, and appearing surface waves to Defected Ground Structure (DGS). is a methode to suppress surface wave by removing part of ground plane. The DGS shape could be spiral, circle, concentric ring, etc. In this paper the results of research exposed about rectangular microstrip antenna with application rhobhus DGS which operates at a frequency of 3.3 GHz – 3,4 GHz with linear polarization. Dielectric material used as the substrate of this antenna is Epoxi FR4 PCB. This research carried out by simulating and realizing of microstrip antenna and applying DGS resulting in bandwidth 90 MHz, VSWR 1,14, Gain 2,59 dBi, also input impedance $(50.48 - j 666)\Omega$. Application of DGS on microstrip antenna type which operating at a frequency 3.3 GHz – 3,4 GHz is estimated to support WiMax technology which is the standard technology of Metropolitan Area Network (MAN) as one of the problem solution of cable network.

Keywords: Antena, microstrip, DGS, PCB

Abstrak

Antena mikrostrip merupakan sebuah perangkat yang memiliki keunggulan seperti dimensi kecil, ringan, bentuk kompak dan mudah terintegrasi dengan divais elektronik lain. Adapun kelemahan yang dimiliki antenna mikrostrip antara lain gain rendah, efisiensi rendah, bandwidth sempit dan timbul gelombang permukaan. Defected Ground Structure (DGS) adalah suatu cara untuk menekan gelombang permukaan dengan jalan menghilangkan sebagian bidang ground. DGS dapat berbentuk antara lain seperti spiral, concentric ring dsb.

Dalam paper ini dipaparkan mengenai hasil penelitian Antena mikrostrip yang berbentuk rectangular dengan menerapkan DGS berbentuk persegi belah ketupat yang beroperasi pada frekuensi 3,3 GHz- 3,4 GHz dengan polarisasi linier. Bahan dielektrik yang digunakan sebagai substrat antenna ini adalah PCB Epoxi FR4.

Penelitian ini dilakukan dengan simulasi dan realisasi dari Antena mikrostrip rectangular dengan menerapkan DGS yang menghasilkan bandwidth sebesar 90 MHz, VSWR 1,143, Gain 2,529dBi dengan impedansi input $(50,48 - j 6,66)\Omega$. Penerapan DGS pada Antena tipe mikrostrip yang beroperasi pada frekuensi 3,3 GHz -3,4 GHz diestimasikan dapat mendukung teknologi WiMAX yang merupakan standar teknologi dari Metropolitan Area Network (MAN) sebagai salah satu solusi permasalahan jaringan kabel.

Kata Kunci: Antena, mikrostrip, DGS, PCB.

1. Pendahuluan

Antena mikrostrip terdiri dari 3 lapis yaitu lapisan: konduktor, substrat dielektrik, dan ground. Konduktor umumnya terbuat dari bahan tembaga, aluminium atau emas. Dielektrik Substrat memiliki permitivitas relatif (ϵ_r)

berkisar antara 2,2 – 10. Dalam desain antena mikrostrip konstante dielektrik dibuat rendah untuk meningkatkan medan limpahan yang bermanfaat dalam radiasi. Dan ground yang ideal dibuat dari bahan konduktor sempurna, tetapi dalam aplikasi ground terbuat dari bahan konduktor tidak sempurna.

Dalam desain suatu sistem, keunggulan dan kelemahan didalam suatu metode selalu ada, antenna mikrostrip mempunyai keunggulan, bentuk fisik yang ringan, mudah integrasi dengan divais elektronik lain, dapat beroperasi tunggal (single), dual atau multiband dan mudah pembuatannya. Adapun kelemahannya antenna mikrostrip ini mempunyai *bandwidth* yang sempit, karena antenna ini kecil, maka dalam aplikasinya memerlukan ketelitian yang tinggi, gain rendah dan sistem pencatutan yang komplek untuk antenna mikrostrip jenis array dan timbul gelombang permukaan.

Antena merupakan suatu perangkat dari konduktor sebagai *interface* antara saluran transmisi dan ruang bebas yang memancarkan dan menerima gelombang, dan gelombang permukaan timbul ketika antenna mikrostrip meradiasikan gelombang ke udara, tetapi ada gelombang yang terjebak di dalam substrat. Efek gelombang permukaan, dapat mengakibatkan degradasi kinerja antenna seperti: VSWR, Return loss, efisiensi dan *gain*, membatasi *bandwidth*, meningkatkan *cross-polarization*, membatasi rentang frekuensi kerja dari antenna mikrostrip, dan meningkatkan *mutual coupling* antara elemen pada antenna susun yang berakibat pada penurunan performance antenna susun [2,4]. Oleh karena itu dibutuhkan suatu cara untuk menekan gelombang permukaan. Salah satu cara untuk menekan gelombang permukaan adalah dengan meng-gunakan teknik DGS[4].

Dalam penelitian ini dilakukan percobaan penerapan DGS pada Antena mikrostrip patch persegi (*rectangular*) dengan DGS yang dirancang untuk menekan gelombang permukaan, hal ini diharapkan dapat memperbaiki kinerja antenna mikrostrip dan diteliti untuk mengetahui dampak dari penerapan bentuk dan luas dari DGS terhadap antenna mikrostrip *patch rectangular* tersebut. Antena mikrostrip diterapkan pada perangkat dengan berbagai aplikasi dalam komunikasi nirkabel, dimana dalam pembahasan ini antenna mikrostrip didesain dalam bentuk patch rectangular dengan menerapkan DGS *belah ketupat*. Bentuk DGS yang diterapkan pada antenna mikrostrip ini berjumlah 6 buah, diletakkan seimbang berjajar

paralel masing-masing jajaran terdiri dari 3 buah, sehingga posisi DGS adalah seimbang seperti model DGS dumbbell.. Antena mikrostrip patch rectangular didesain bekerja pada frekuensi 3.3 GHz – 3,4 GHz, yang bertujuan untuk dapat diaplikasikan pada teknologi nirkabel terutama pada WiMAX (Wordwide Interoperability for Microwave Access).

2. Metodologi.

Defected Ground Structure (DGS) mempunyai struktur yang diukir pada bidang ground pada saluran mikrostrip merupakan suatu solusi yang menarik dalam menekan gelombang permukaan. DGS, berupa kecacatan periodik atau non periodik dengan cara menghilangkan (*etch*) sebagian bidang *ground* yang mengganggu distribusi arus. Gangguan tersebut mengubah karakteristik dari saluran kapasitansi dan induktansi. Boleh dikatakan etsa dari kecacatan dalam bidang *ground* pada mikrostrip dapat menimbulkan peningkatan kapasitansi dan induktansi yang efektif. Sampai saat ini geometri DGS ada berbagai bentuk yang sederhana antara lain: seperti *rectangular dumbbell*, bentuk spiral, *cross* dan lain-lain.[5]

Masing-masing bentuk DGS dapat dinyatakan sebagai rangkaian setara yang terdiri dari induktansi dan kapasitansi yang ditentukan oleh bentuk, dimensi dan posisi dari cacat (*defect*).

Konsep DGS terutama dari *Photonic Band Gap* (PBG) dalam elektromagnetik. DGS secara langsung mengarah ke beberapa geometri yang komplek dan biasanya sebagai "*unit cell*" yang dihilangkan (*etched*) seperti kerusakan atau cacat tunggal maupun dalam konfigurasi periodik dengan jumlah periodik kecil pada bidang ground dari PCB.

Struktur DGS pada bidang ground dapat dimodifikasi, sehingga suatu kecacatan atau kerusakan pada bidang ground, dapat mengubah distribusi arus pada bidang *ground* tersebut sehingga menimbulkan induktansi dan kapasitansi untuk meningkatkan kinerja . Jadi DGS berperilaku seperti resonator LC yang dikopel dengan saluran mikrostrip. Parameter LC ditentukan dengan bentuk dan ukuran dari geometri kecacatan.

Untuk menentukan panjang dan lebar patch mikrostrip dapat dihitung dengan menggunakan rumus[1]: 1 dan 2

$$\frac{W}{h} \leq 1 \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (1)$$

$$\frac{W}{h} \geq 1 \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} \quad (2)$$

Perhitungan lebar patch antenna mikrostrip dapat diperoleh dengan rumus[1]:

$$W \approx \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (3)$$

Dimana: λ_0 panjang gelombang frekuensi operasi
 ϵ_r nilai permitivitas.

Untuk perhitungan panjang diperoleh dengan rumus^[1]:

$$L = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta l \quad (4)$$

$$\Delta l = 0,412h \left(\frac{\epsilon_{reff} + 0,3}{\epsilon_{reff} - 0,258} \right) \left(\frac{\frac{w}{h} + 0,264}{\frac{w}{h} + 0,8} \right) \quad (5)$$

Adapun Teknik pencatutan langsung menggunakan saluran mikrostrip dicetak pada substrat yang sama sehingga antara patch dan saluran mikrostrip terhubung secara langsung dan dengan menggunakan teknik penyepadan (*matching*) yang bertujuan untuk mencapai transfer daya maksimum dari sumber. Dalam penelitian ini, menggunakan teknik penyepadan transformator $\lambda/4$. Impedansi radiasi antenna patch rectangular mikrostrip diperoleh dengan rumus^[1]: 6

$$R_r = 90 \left(\frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \right) \left(\frac{L}{W} \right)^2 \Omega \quad (6)$$

Untuk mendapatkan lebar saluran mikrostrip dalam penyepadan $\lambda/4$, maka harus menentukan w/h yang menggunakan persyaratan sebagai berikut^[3]:

untuk $W/h < 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \Omega$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{1}{\left(\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(1,444 + \frac{w}{h} \right) \right)} \right] \Omega \quad (8)$$

Dengan ϵ_{eff} dari persamaan: 2, maka untuk mencari $\frac{w}{h}$ dan ϵ_{eff} , jika diketahui Z_0 dan ϵ_r maka^[3]:

$$\frac{w}{h} = \left[\frac{e^{(H)}}{8} - \frac{1}{4e^{(H)}} \right]^{-1} \quad (9)$$

dengan:

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r - 1)}}{119,9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (10)$$

1. Hasil dan Pembahasan

1.1 Desain Antena mikrostrip dengan DGS.

Pada desain antenna ini spesifikasi yang diinginkan memiliki kinerja (*performace*) sebagai berikut:

- Frekuensi kerja : 3300-3400 MHz.
- Impedansi : 50 Ω
- VSWR : = 1,5
- Pola Radiasi : Unidireccional.
- Gain : = 2 dB_i
- Polarisasi : Linear.

Adapun bahan yang digunakan dalam pembuatan antenna patch mikrostrip dengan penerapan DGS ini adalah PCB jenis epoxy FR4, yang mempunyai permitivitas relatif ϵ_r : 4,4 dan ketebalan 1,44mm.

Antena mikrostrip terdiri atas 3 susun yaitu patch, bahan dielektrik dan bidang ground (*ground plane*). Patch mikrostrip dari antenna di desain dalam bentuk segi empat (*rectangular*) sesuai dengan bahan substrat yang digunakan, maka ukuran dari patch dan factor-faktor yang berkaitan dengan performance patch, dapat diperhitungkan.

Dengan menggunakan persyaratan dan spesifikasi bahan yang digunakan maka dipergunakan rumus: 2, dan mendapatkan hasil $\epsilon_{eff} = 3,4367$.

Sesuai dengan spesifikasi antenna yang diperlukan, dimana antenna beroperasi dengan frekuensi f_0 : $3,35 \cdot 10^9$ Hz dan diketahui bahwa

perambatan kecepatan cahaya $c = 3 \cdot 10^8$ m/s, maka diperoleh $\lambda_0 = \frac{c}{f} = 0,089$ dan lebar

diperoleh nilai:

$$W(\text{lebar}) \approx \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} = 0,027035 \text{ m} = 27,035 \text{ mm}$$

Dengan cara simulasi ternyata frekuensi resonansi bergeser yang seharusnya pada frekuensi 3,35 GHz menjadi 2,7 GHz, maka lebar patch(W) menjadi:

$$27,035 - \left(\frac{3,35 - 2,7}{2,7} \times 27,035 \right) = 20,5266 \text{ mm.}$$

Antena ini dianggap sebagai saluran dengan panjang $\lambda_g/2$ yang kedua ujungnya terbuka. Medan limpahan pada ujung saluran terbuka memberikan penambahan panjang saluran sebesar $2l$ dan panjang patch L dengan menerapkan rumus: 4 dan 5, diperoleh hasil:

$$2l : 0,6783 \text{ mm}$$

$$L : 24,15 - 2(0,6783) = 22,7934 \text{ mm.}$$

Dalam simulasi ternyata frekuensi resonansi yang seharusnya 3,35 GHz menjadi 2,7 GHz maka digeser dengan $\left(\frac{3,35 - 2,7}{2,7} \right) \times L$.

Jadi panjang patch adalah 22,7934 mm - 7,4873 mm = 17,3061 mm

Bidang ground yang digunakan harus memiliki luas yang tak terhingga. Karena kondisi ini tidak mungkin untuk direalisasikan, maka ground plane pada penelitian ini diambil ukuran 31,5 mm dan 35,7 mm.

Dan impedansi radiasi diperoleh dengan menggunakan rumus: 6

$$R_r = 90 \left(\frac{(4,4)^2}{4,4 - 1} \right) \left(\frac{17,3061}{20,52657} \right)^2 \Omega = 364,278 \Omega$$

Dengan persamaan penyepadanan $\lambda/4$ dapat dicari lebar saluran mikrostrip penyepadanan tersebut. Dalam desain ini $Z_0 = 50 \Omega$ dan $Z_L = R_r = 364,278 \Omega$, maka:

$$Z = \sqrt{Z_L Z_0} = \sqrt{364,278 \times 50} = 134,90 \Omega$$

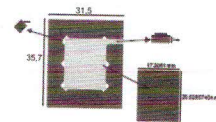
Dengan rumus: 9 dan 10, maka didapatkan

$$W_{\text{saluran mikrostrip}} = 2,75 \text{ mm.}$$

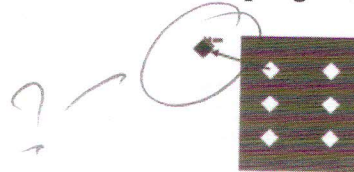
Untuk mendapatkan penyepadanan, maka lebar saluran mikrostrip diatas dilakukan perubahan dengan simulasi sampai mendapatkan hasil sesuai dengan spesifikasi.

3.2 Penentuan Bentuk DGS.

Bentuk DGS yang diterapkan pada antenna mikrostrip patch rectangular adalah berbentuk belah ketupat dan penempatan DGS dalam penelitian ini seperti model DGS Dumbbell (berpasangan dan seimbang). Dengan melakukan beberapa simulasi perbandingan panjang dan lebar, maka didapatkan ukuran yang sesuai dengan spesifikasi yang diharapkan yaitu Panjang: 5mm dan lebar: 5 mm dengan jumlah DGS sebanyak 6 buah. Dari hasil simulasi menghasilkan antenna mikrostrip patch rectangular dengan penerapan 6 buah DGS yang berbentuk belah ketupat ditunjukkan seperti gambar: 1 dan 2..



Gambar 1: Penampang Antena bagian depan

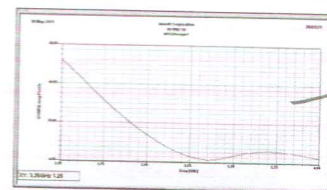


Gambar 2: Penampang antenna bagian belakang

3.3 Hasil Simulasi dari kinerja (performance) Antena dengan DGS.

a. VSWR dan Bandwidth.

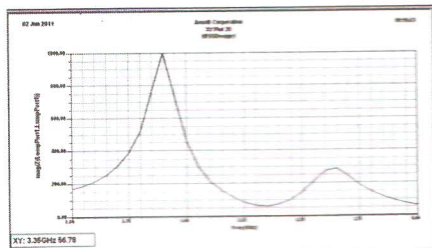
Dari gambar terlihat frekuensi 3350 MHz VSWR: 1,244. Band width: ± 95 MHz.



Gambar 3: Simulasi VSWR dan Bandwidth

b. Impedansi.

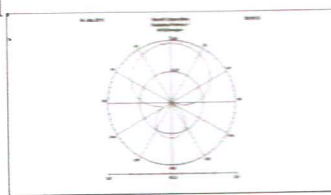
Nilai impedansi mendekati 50Ω , pada frekuensi 3350 MHz.



Gambar 4: Simulasi Pola Radiasi Antena mikrostrip dengan DGS

c. Pola Radiasi

Pola Radiasi antena menghasilkan direksional



Gambar 5: Simulasi Pola radiasi Antena mikrostrip dengan DGS

d. Gain

Dari hasil simulasi sebesar 4,043 dBi

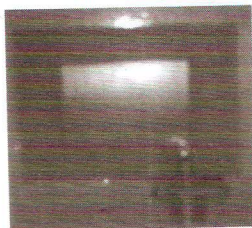


Gambar 6: Hasil simulasi Gain Antena mikrostrip dengan DGS

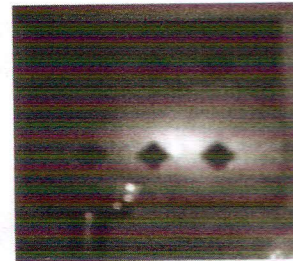
3.4 Hasil Realisasi dan Pengukuran Antena Mikrostrip.

3.4.1 Hasil Prototipe Antena Mikrostrip

Desain dari simulasi selanjutnya direalisasi dengan PCB epoxy FR 4 dan protipe penerapan DGS pada antena mikrostrip ditunjukkan dalam Gambar:7; 8.



Gambar 7: Prototipe tampak depan



Gambar 8: Prototipe tampak belakang.

3.4.2 Hasil Pengukuran.

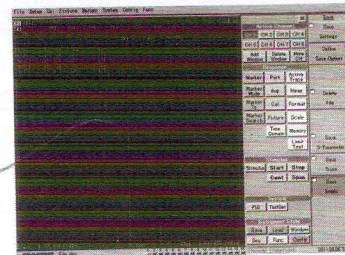
a. Pengukuran VSWR dan Bandwidth.

Hasil pengukuran menunjukkan frekuensi kerja berada pada $VSWR \leq 1,5$ yang diperlihatkan dengan gambar: 9 dan tabel: 1. Dan diperoleh Bandwidth (BW) = $f_u - f_l = (3390-3300)$ MHz = 90 MHz.

Berdasarkan hasil pengukuran, maka antena ini memenuhi spesifikasi yang direncanakan.

Tabel 1: Hasil Pengukuran VSWR

Frekuensi(MHz)	VSWR
3300	1,497
3350	1,143
3400	1,573



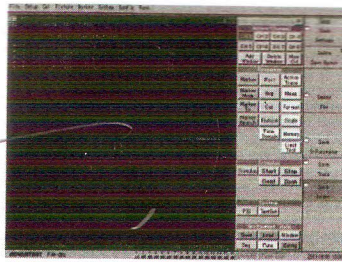
Gambar 9: Hasil pengukuran VSWR

b. Pengukuran Impedansi.

Nilai impedansi yang diukur pada frekuensi 3350 MHz menghasilkan $(50,497 - j 6,67)\Omega$ dan hasil pengukuran diperlihatkan dalam gambar: 10 dan tabel: 2.

Tabel 2: Hasil Pengukuran Impedansi

Frekuensi	Resistansi	Reaktansi
3300	33,401	-j1,38 Ω
3350	50,497	-j6,67 Ω
3400	58,170	-j23,24 Ω



Gambar 10: Hasil pengukuran Impedansi

c. Pengukuran Pola Radiasi

Pola radiasi adalah gambaran grafis dari sifat-sifat pancaran antenna sebagai fungsi dari ruang. Dalam desain awal, antenna mempunyai pola radiasi directional yaitu antenna akan memancarkan atau menerima gelombang elektromagnetik pada suatu arah yang lebih kuat dibandingkan ke arah lain. Pola radiasi diukur pada medan jauh dan dihitung melalui persamaan:

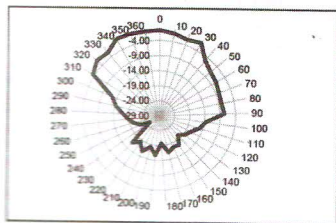
$$R \geq \frac{2L^2}{\lambda} \quad (11)$$

R : Jarak medan jauh.

L : adalah dimensi terbesar dari antenna.

λ : adalah panjang gelombang.

Hasil pola radiasi dari pengukuran realisasi antenna mikrostrip *rectangular* dengan DGS ditunjukkan dalam gambar: 11.



Gambar 11: Pola radiasi Azimuth

d. Pengukuran Gain.

Pengukuran Gain dilakukan pada 50 Hz frekuensi 3350 Hz dengan pengambilan data 6 kali, dan didapatkan hasil rata-rata:

- Level daya yang diterima Antena yang diukur (P_{AUT}): -41,303 dB_m.
- Level daya yang diterima Antena referensi (P_{REF}): -41,692 dB_m.

Dari nilai-nilai tersebut, maka nilai gain antenna mikrostrip dapat diperoleh dengan rumus:

$$\begin{aligned} \text{Gain} &= P_{AUT(dBm)} - P_{REF(dBm)} + 2,14 \text{ dB}_i \\ &= -41,303 - (-41,692) + 2,14 = 2,529 \text{ dB}_i. \end{aligned} \quad (12)$$

3.5 Pembahasan.

Dari hasil-hasil pengukuran Antena mikrostrip dengan DGS yang telah disebutkan, maka untuk perbandingan juga dilakukan pengukuran antenna mikrostrip tanpa DGS.

Hasil pengukuran tanpa DGS dan hasil pengukuran dengan penerapan DGS diberikan pada tabel:3 yaitu meliputi VSWR, Bandwidth, Impedansi, Gain dari antenna mikrostrip patch rectangular. Dan pada table 3 juga dilengkapi dengan hasil simulasi antenna mikrostrip rectangular dengan DGS.

Tabel 3: Hasil pengukuran antenna mikrostrip secara Simulasi dengan DGS dan prototipe dengan DGS dan prototipe Tanpa DGS.

		Simulasi dengan DGS	Prototipe Dengan DGS	Prototipe Tanpa DGS
VSWR	F = 3350 MHz	1,25	1,143	1,671
Bandwidth	VSWR= 1,5	95 MHz	90 MHz	50 MHz
Impedansi	F = 3350 MHz	Mendekat i 50?	(50,497- j 6,67)?	(40,242-j 12,349)?
Gain		4,043 dB _i	2,529 dB _i	2,2 dB _i

Dari hasil pengukuran Antena mikrostrip, dalam tabel:3 pada f: 3350 MHz menunjukkan hasil pengukuran simulasi dan hasil pengukuran protipe dengan DGS dan tanpa DGS ada perbedaan pada nilai VSWR, dimana VSWR dengan DGS lebih bagus dibandingkan dengan tanpa DGS. Dan Impedansi dari prototipe dengan DGS menunjukkan lebih mendekati ideal. Hal ini menunjukkan efek dari gelombang permukaan dapat dikurangi, sehingga kinerja antenna mikrostrip dengan DGS meningkat.

Hasil pengukuran Bandwidth prototipe dengan DGS juga mendekati spesifikasi awal dari hasil simulasi, hal ini mungkin terjadi karena gelombang pantul yang berkurang dengan adanya bidang ground yang cacat.

Adapun Gain yang diperoleh dari prototipe antenna dengan DGS lebih tinggi dari pada antenna tanpa DGS, peningkatan ini disebabkan

antena dengan DGS mampu menekan gelombang permukaan.

Untuk Analisa mengenai pengukuran pola radiasi yang diperoleh dari hasil simulasi Antena mikrostrip ini memiliki pola radiasi unidirectional yaitu pola radiasi yang terbentuk karena antenna memancarkan dan menerima gelombang elektromagnetik pada suatu arah yang lebih kuat dibandingkan dengan arah yang lain. Dilihat dari gambar pola radiasi antara hasil simulasi dan hasil pengukuran tidak jauh berbeda. Beberapa perbedaan ini dikarenakan pada saat pengukuran terjadi pantulan dari obyek sekitar.

4. Kesimpulan.

Antena mikrostrip patch persegi (*Rectangular*) dengan DGS belah ketupat ini, dengan penempatan DGS pada bidang *ground*, telah dilakukan desain, simulasi dan realisasi, yang menunjukkan dapat memperbaiki kinerja dari antenna, hal ini dapat dilihat dari perbedaan hasil pengukuran yang diperoleh yaitu Gain, VSWR dan impedansi dari antenna menggunakan DGS dan tanpa DGS. Dan frekuensi kerja antenna yang berada dalam rentang frekuensi 3,3 GHz-3,4 GHz diestimasikan untuk mendukung teknologi WiMAX yang merupakan standar teknologi dari *Metropolitan Area Network* (MAN) sebagai salah satu solusi permasalahan jaringan kabel

Daftar Pustaka.

- [1] Balanis, A Constantine (1997), "*Antena Theory: Analysis and Design*". John Wiley and Sons, Inc. Canada.
- [2] Ramesh. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipibon (2001). "**Microstrip Antenna Design Handbook**", Artech. House, Boston, London,.
- [3] M. Peterson. (2001) "**Microstrip Solutions for Innovative Microwave Feed Systems**", University of Linkoping, Noorkoping, Sweden.
- [4] Fitri Yuli Zulkifli, Djoko Hartanto. (2008) "**Pengembangan Antenna Microstrip Susun Dua elemen dengan Penerapan Defected Ground Structure berbentuk Trapesium**", Universitas Indonesia, Jakarta.
- [5] Debatosh Guha ; Yahia M.M. Antar. (2011) "**Microstrip And Printed Antennas New Trends, Techniques And Application**", John Wiley & Sons"

Pengembangan Antena Waveguide 8 Slot untuk Aplikasi Radar Pengawas Pantai

Antenna Waveguide 8 Slot for Coastal Surveillance Radar

Fitri Yuli Zulkifli⁽¹⁾, Eko Tjipto Rahardjo⁽¹⁾, Ulil Ulya⁽¹⁾, dan Yuyu Wahyu⁽²⁾

⁽¹⁾Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia,
Kampus Baru UI Depok 16424

⁽²⁾Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET)-LIPI,
Kampus LIPI Gd.20 Lt.4 Jl. Sangkuriang Bandung 40135

Email: yuli@eng.ui.ac.id, eko@eng.ui.ac.id, ulil_ulya@yahoo.com dan yuyu@ppet.lipi.go.id

Abstract

Indonesia has successfully built its own coastal surveillance radar, called Indonesian Sea Radar (ISRA). ISRA's first type uses antenna microstrip patch which consists of 8 modules; therefore it contains 64 element patches in total to produce a narrow beamwidth of 1.2° , due to the radar requires a narrow beamwidth. The excitation of 8 modules in this antenna required power combiners to combine all of the modules, which will cause a mechanical trouble. Waveguide slot antenna could be a solution for this problem, because this type of antenna has narrow beamwidth characteristic and the whole 64 slots can be designed in one module. Therefore, the power combiners are not required anymore. In this research, a first design of antenna waveguide with 8 slots is proposed. This antenna is designed to operate at 9.37 GHz until 9.43 GHz with $VSWR < 1.5$. This antenna in this research is a sub-array which in the future works will be developed to become a antenna waveguide with 64 slots. The measurement result shows that the antenna operates at 9.35 GHz until 9.46 GHz, with $VSWR < 1.5$. This antenna has a good performance with 9° horizontal beamwidth and 14.17 dBi gain.

Keywords: Antena waveguide slot, coastal surveillance radar

Abstrak

Indonesia telah berhasil membuat sendiri radar pengawas pantai yang disebut ISRA (Indonesian Sea Radar). Antena yang dipakai ISRA pada tipe satu merupakan antena mikrostrip patch yang terdiri dari 8 modul dan memiliki total 64 patch untuk mendapatkan beamwidth sebesar $1,2^\circ$. Hal ini dikarenakan spesifikasi antena radar harus memiliki beamwidth yang sempit. Karena antena ISRA terdiri dari 8 modul, maka antena ISRA harus memakai power combiner untuk menggabungkan kedelapan modulnya. Ini akan menimbulkan kesulitan secara mekanis. Salah satu solusi untuk mengatasi masalah ini adalah dengan menggunakan antena waveguide slot sebagai antena radar karena memiliki karakteristik beamwidth yang sempit dan dapat dirancang dalam satu modul menjadi 64 slot, sehingga tidak diperlukan lagi power combiner. Penelitian ini membahas tentang pengembangan antena waveguide 8 slot yang mampu bekerja pada frekuensi 9,37 GHz sampai 9,43 GHz dengan $VSWR < 1,5$. Antena waveguide 8 slot ini merupakan sub-array yang kemudian dapat dikembangkan menjadi antena waveguide 64 slot. Hasil pengukuran antena waveguide 8 slot ini didapatkan frekuensi kerja di 9,35 – 9,46 GHz, dengan $VSWR < 1,5$. Beamwidth horizontal yang dicapai adalah 9° dan gain antena sebesar 14,17 dBi.

Kata kunci: Antena waveguide slot, radar pengawas pantai

1. Pendahuluan

Indonesia merupakan negara maritim dengan wilayah yang sangat luas, dimana 2/3 dari wilayah Indonesia berupa perairan dan memiliki lebih dari 17.000 ribu pulau. Untuk melaksanakan tugas keamanan dan pengawasan kepulauan di Indonesia ini,

diperlukan aparat dan peralatan yang berjumlah sangat besar. Kemampuan TNI dan Polri untuk mengawasi wilayah RI sangat terbatas sehingga wilayah perairan Indonesia rawan akan pencurian ikan, pelanggaran wilayah oleh kapal-kapal asing, pembajakan kapal laut dan penyelundupan. Salah satu cara untuk meningkatkan kemampuan aparat

pemerintah dalam mengawasi dan mengamankan wilayah perairan Indonesia adalah dengan menggunakan radar pengawas pantai. Radar ini digunakan untuk mengawasi pergerakan kapal-kapal laut sehingga dapat dicegah tindakan-tindakan yang dapat merugikan Indonesia dan juga tabrakan kapal apabila hendak merapat ke pelabuhan.

Antena merupakan komponen yang sangat krusial pada sistem radar karena dapat menentukan unjuk kerja dari keseluruhan sistem radar terutama untuk pemrosesan sinyal yang diterima, sehingga pekerjaan sinyal prosesi tidak berat.

ISRA (*Indonesian Sea Radar*) merupakan radar pengawas pantai yang telah dibuat oleh LIPI (Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia) dan dirancang untuk bekerja pada frekuensi 9,4 GHz. Antena yang dipakai ISRA pada tipe satu merupakan antena mikrostrip patch yang terdiri dari 8 modul dan memiliki total 64 patch untuk mendapatkan *beamwidth* sebesar $1,2^\circ$. Karena antena ISRA terdiri dari 8 modul, maka antena ISRA harus memakai *power combiner* untuk menggabungkan kedelapan modulnya. Ini akan menimbulkan kesulitan secara mekanis. Salah satu solusi untuk mengatasi masalah ini adalah dengan menggunakan antena waveguide slot sebagai antena radar karena memiliki karakteristik *beamwidth* yang sempit dan dapat dirancang dalam satu modul menjadi 64 slot, sehingga tidak diperlukan lagi *power combiner*.

Antena waveguide slot telah banyak diteliti dan dikembangkan. Beberapa telah mempelajari teknik perhitungan dimensi slot pada longitudinal slot [1] untuk polarisasi linier horizontal dan pengembangan *cross slot* [2] untuk polarisasi circular. Beberapa juga telah melakukan analisa dan pengembangan slot samping/edge slot antara lain [3] yang bekerja pada frekuensi 9,2 GHz sampai 10,6 GHz, [4] yang dapat menghasilkan level *cross polarization* rendah, dan [5] yang membahas tentang pengaruh ketebalan dinding waveguide. Pengembangan lainnya antara lain melapisi antena *waveguide slot* [6] yang beroperasi pada frekuensi 10 GHz untuk memperkecil konduktansi resonan.

Penelitian ini membahas tentang pengembangan antena waveguide 8 slot yang mampu bekerja pada frekuensi 9,37 GHz sampai 9,43 GHz dengan $VSWR < 1,5$. Antena waveguide 8 slot ini merupakan sub-array yang kemudian dapat dikembangkan menjadi antena waveguide 64 slot.

2. Metodologi Penelitian

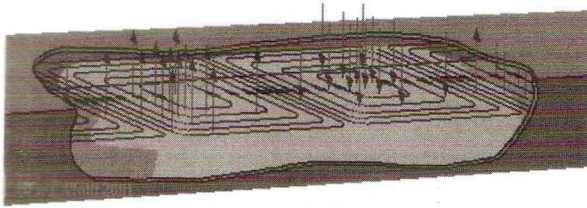
2.1 Antena Waveguide Slot

Antena waveguide slot sering digunakan sebagai antena microwave omnidirectional, seperti dalam sistem navigasi, dan radar. Antena ini memiliki efisiensi yang tinggi dan polarisasi linier dengan *cross-polarization* yang rendah. Antena waveguide slot memiliki beberapa kelebihan, yaitu desain lebih sederhana dengan tidak lagi dibutuhkannya balun dan *matching network* karena sistem *feeding* sudah merupakan bagian dari antena itu sendiri [7].

Pada umumnya, antena waveguide slot memiliki slot-slot yang sempit, disusun seperti *array* pada dinding waveguide. Slot-slot yang sempit akan cenderung *narrowband* (memiliki *bandwidth* yang sempit). Melebarkan slot akan dapat melebarkan *bandwidth*, namun *polarization purity* tidak sebaik pada slot yang sempit. Sehingga waveguide slot pada umumnya memiliki *bandwidth* yang terbatas.

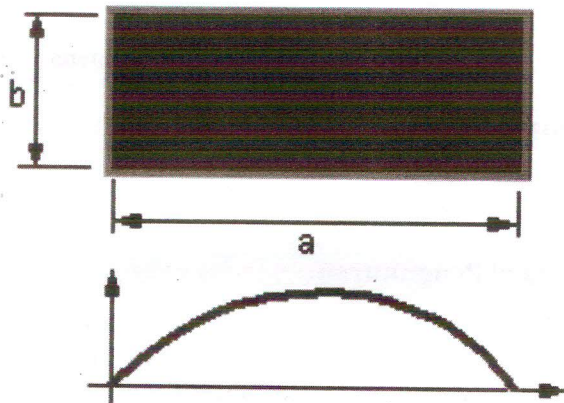
Slot yang melubangi dinding waveguide akan menginterupsi aliran arus yang mengalir pada dinding waveguide, membuat arus mengitari slot tersebut, sehingga daya akan *decouple* dari medan waveguide melalui lubang slot ke *free space*.

Untuk propagasi gelombang di dalam rongga waveguide sendiri, dapat diilustrasikan pada Gambar 1. Garis merah menunjukkan medan listrik (**E**), sedangkan garis biru menunjukkan medan magnet (**H**). Untuk TE_{10} , medan **E** akan berulang setiap $\lambda_g/2$ pada rongga waveguide, namun pada fase yang berlawanan.



Gambar 1: Medan E dan H pada *rectangular waveguide* untuk TE₁₀ [8]

Medan E maksimum pada pusat *waveguide* dan minimum di dekat dinding samping *waveguide*. kerapatan medan E bervariasi seperti gelombang sinusoidal, seperti terlihat pada Gambar 2.



Gambar 2: Medan E pada *rectangular waveguide* untuk TE₁₀[8]

Tangent medan magnet terhadap konduktor akan menghasilkan arus listrik pada permukaan *waveguide*. Kerapatan arus permukaan J [Amp/m] dapat ditentukan dengan menggunakan unit normal terhadap permukaan (n), yaitu[7]:

$$\mathbf{J} = \hat{n} \times \mathbf{H} \quad (1)$$

Pada dinding atas *waveguide*, atau pada $y=b$, rapat arus yang eksis adalah J_x dan J_z

$$J_x = -j \frac{\pi}{\omega \mu a} E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (2)$$

$$J_z = -\frac{\pi}{\omega \mu a} E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (3)$$

Pada dinding bawah *waveguide*, atau $y=0$, rapat arus yang eksis sama seperti pada dinding atas *waveguide*, hanya saja arahnya berlawanan.

$$\mathbf{J}_{\text{bawah}} = -\mathbf{J}_{\text{atas}} \quad (4)$$

Pada dinding samping *waveguide*, atau $x=0$ dan $x=a$, rapat arus yang eksis adalah J_y .

$$J_y = -j \frac{\pi}{\omega \mu a} E_0 e^{-j\beta z} \quad (5)$$

Slot yang memotong dinding *waveguide* akan mengganggu arus yang mengalir pada dinding *waveguide*, dan membuat arus mengitari slot, yang akan menginduksi medan listrik pada slot. Radiasi akan muncul ketika arus harus mengitari slot-slot untuk melanjutkannya pada arah yang diinginkan. Jadi, posisi slot menentukan impedansi yang diberikan pada saluran transmisi dan jumlah energi yang di-couple ke slot dan diradiasikan dari slot.

Desain Antena Waveguide 8 slot

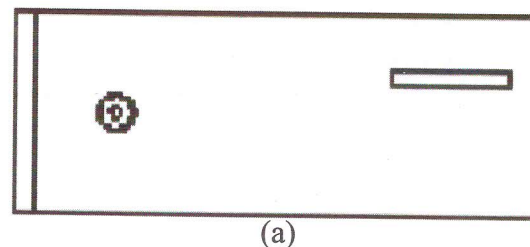
Antena yang dikembangkan dalam penelitian ini diperlihatkan pada Gambar 3.

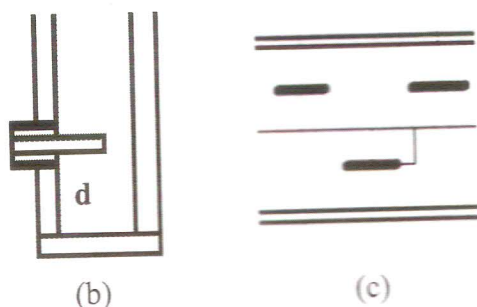


Gambar 3: Rancangan Antena Waveguide Slot dengan Probe Sebagai Pencatu

Antena dirancang untuk bekerja pada frekuensi 9,37 – 9,43 GHz pada VSWR < 1,5. Teknik pencatutan antena menggunakan *coaxial probe* yang diletakkan pada ujung *waveguide* dengan jarak tertentu dari terminasi dan slot terdekat. Konduktor tengah probe yang menembus rongga *waveguide* dapat dilihat sebagai antena *monopole*.

Dalam memperoleh hasil rancangan yang memenuhi kriteria spesifikasi antena radar pantai, maka ada beberapa faktor yang mempengaruhi desain yaitu panjang *probe* pencatu (d), jarak slot dengan *centerline* (x), dan jarak *probe* dengan slot terdekat (L), yang diperlihatkan pada Gambar 4.





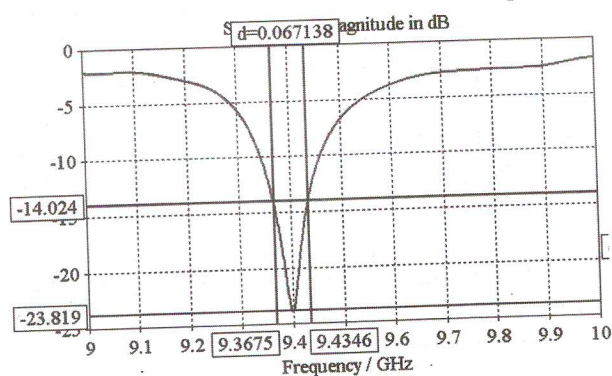
Gambar 4: (a) *Probe* pada Ujung Antena Waveguide Tampak Atas, (b) *Probe* pada Ujung Waveguide Tampak Samping (c) Slot pada Antena Waveguide Tampak Atas

Hasil spesifikasi akhir rancangan antena waveguide 8 slot adalah jarak antar slot 22,8 mm, panjang slot 15,96 mm, lebar slot 2,23 mm, jarak slot dengan *centerline* 5 mm, jarak terminasi 11,14 mm, panjang *probe* 6,3 mm dan jarak probe-slot 45,98 mm.

3. Hasil dan Pengukuran

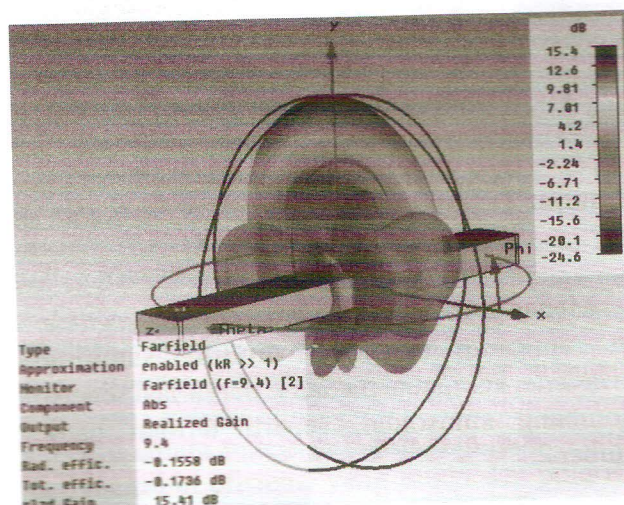
A. Hasil Simulasi

Antena waveguide 8 slot yang telah dikembangkan memiliki karakteristik yang diperlihatkan pada hasil simulasi di Gambar 5 hingga Gambar.



Gambar 5: Bandwidth hasil simulasi antena

Pada Gambar 5 terlihat bahwa antena ini telah memiliki frekuensi kerja di 9,37 – 9,43 GHz, dengan bandwidth 67 MHz pada $VSWR < 1,5$.

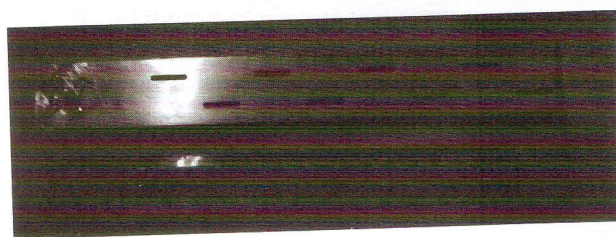


Gambar 6: Polaradiasi hasil simulasi antena

Gambar 6 menunjukkan pola radiasi antena. Gain yang dicapai adalah 15,41 dBi, sedangkan *beamwidth* horizontal-nya sebesar $9,1^\circ$.

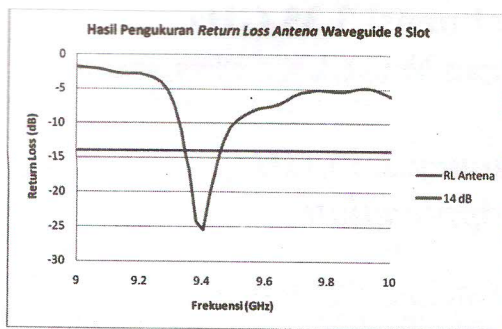
B. Hasil Pengukuran

Antena hasil rancangan kemudian di fabrikasi dan dilakukan pengukuran di ruang *anechoic chamber* di Departemen Teknik Elektro FTUI. Foto hasil fabrikasi antena waveguide 8 slot diperlihatkan pada Gambar 7 berikut ini.



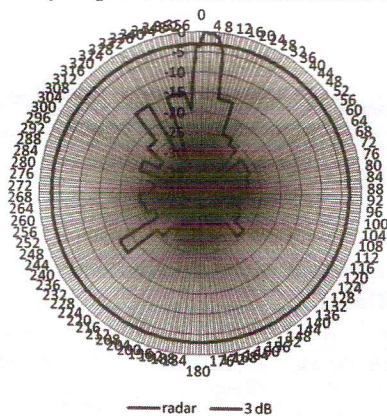
Gambar 7: Foto antena waveguide 8 slot

Hasil pengukuran dari antena waveguide 8 slot yang diperlihatkan pada Gambar 8 menunjukkan antena bekerja pada frekuensi 9,35 – 9,46 GHz sehingga bandwidth diperoleh sebesar 110 MHz.



Gambar 8: Bandwidth hasil pengukuran

Adapun hasil pengukuran polaradiasi yang diperlihatkan pada Gambar 9 menunjukkan antenna mempunyai beamwidth selebar 9° .



Gambar 9: Polaradiasi antenna hasil pengukuran
Gain antenna juga telah diukur dan hasilnya diperoleh sebesar 14,17 dBi.

4. Kesimpulan

Antena *waveguide* 8 slot telah dirancang, difabrikasi dan diukur kinerjanya. Hasil simulasi menunjukkan antenna bekerja pada frekuensi 9,37 GHz sampai 9,43 GHz pada VSWR < 1,5, dan memiliki *beamwidth horizontal* $9,1^\circ$ serta gain 15,41 dBi. Adapun hasil pengukuran antenna diperoleh bekerja pada frekuensi 9,35 – 9,46 GHz pada VSWR < 1,5, dengan *beamwidth horizontal* sebesar 9° , dan gain 14,17 dBi.

Ucapan Terima Kasih

Penelitian ini dilakukan dengan bantuan pendanaan dari Hibah Riset Kolaborasi Nasional UI dengan nomor kontrak: 914/H2.R12/PPM.00.01 Sumber Pendanaan/2011.

5. Daftar Pustaka

- [1] Mondal, M. and A Chakrabarty (2008). "Resonant Length Calculation and Radiation Pattern Synthesis of Longitudinal Slot Antena In Rectangular Waveguide". *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol. 3, 187–195.
- [2] Akkaraekthalin, Prayoot, Vech Vivek, and Preecha Tongdit (2001), "Optimizing Cross Slot Parameters for Circular Polarization of Rectangular Waveguide Antenna". *The Jurnal of KMITNB*, vol.11 No.3 Juli- Sep 2001.
- [3] Young, John C., Jiro Hirokawa, and Makoto Dano. (2007). "Analysis of A Rectangular Waveguide Edge Slot Array With Finite Wall Thickness. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* vol. 55, No. 3, March 2007. *Jurnal of IEEE*, 0018-926X.
- [4] Dogan, Doganay (2010). "A Novel Edge Wall Waveguide Slot Antenna". *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (ARRAY)*
- [5] Cheng-Geng Jan, Ruey-Beei Wu, Powen Hsu, and Dau-Chyrh Chang (1996). "Analysis of Edge Slots in Rectangular Waveguide with Finite Waveguide Wall Thickness". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 44, No. 8, August 1996.
- [6] Farrall, A.J. and P.R Young (2004). "Integrated Waveguide Slot Antenas". *IEE Electronic Letters* 5th August 2004 Vol.40, No.16.
- [7] Gilbert, A. Roland (2007). *Antenna Engineering Handbook*. New York: McGraw-Hill.
- [8] <http://www.radartutorial.eu/03.linetheory/tl11.en.html>. Diakses tanggal 27 Maret 2011, 12:25 PM.

Perancangan LNA Pada Frekuensi 3,35 GHz Untuk Aplikasi Penerima WiMAX

The LNA Design at Frequency 3.35 GHz for Receiver WiMAX Application

Topik Teguh Estu¹⁾ Syamsu Ismail¹⁾ Yaya Sulaeman¹⁾ Budi Herdiana²⁾

¹⁾ Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi – LIPI

Jl. Cisit 21/154D Bandung 40135 – INDONESIA

Telp. 022 2504660/2504661 Fax. 022 2504659

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

²⁾ Universitas Kebangsaan

Jl Terusan Halimun No.37 Bandung

Abstract

WiMax is a technology of telecommunication systems that are currently being developed. Every telecommunication system, WiMax included, needs subsystem receiver as a main part beside transmitter. To support WiMax technology, a high performance on frequency selectivity and sensitivity is needed. With regard to the performance, low noise amplifier or LNA as the front end component in the receiver has a very important role. The function of LNA is to amplify a very weak signal in a certain band of frequency with very low noise at the output. To realize the WiMax-LNA an integrated circuit MGA 72543, which operates at range frequency 3.35 GHz, will be used. The design of the LNA is preceded by calculating stability then optimum amplification, noise figure, and the last is matching impedance calculation. In fabrication of LNA, the usage of SMD components will produce the compact and practical LNA.

Keywords : telecommunications, LNA, WiMAX, Noise figure, matching impedance

Abstrak

WiMax merupakan salah satu teknologi dalam sistem telekomunikasi yang sekarang masih berkembang. Setiap sistem telekomunikasi, termasuk WiMax, membutuhkan subsistem penerima yang merupakan bagian utama disamping pemancar. Untuk mendukung teknologi WiMax, maka diperlukan penerima dengan kinerja sensitivitas dan selektivitas frekuensi yang tinggi. Berkenaan dengan hal itu, low noise amplifier atau LNA sebagai komponen ujungdepan pada penerima mempunyai peran yang sangat penting. LNA berfungsi untuk menguatkan sinyal sangat lemah pada pita frekuensi tertentu dengan derau rendah. Untuk merealisasikan LNA-WiMax digunakan IC. MGA 72543 yang bekerja pada daerah frekuensi 3.35 GHz. Perancangan LNA diawali dengan menghitung kestabilan, kemudian penguatan optimum dan noise figure, dan yang terakhir matching impedance. Untuk menghasilkan modul LNA yang kompak dan praktis, maka dalam fabrikasi digunakan komponen SMD.

Kata Kunci: telekomunikasi, LNA, WiMAX, noise figure, matching impedance.

1. Pendahuluan

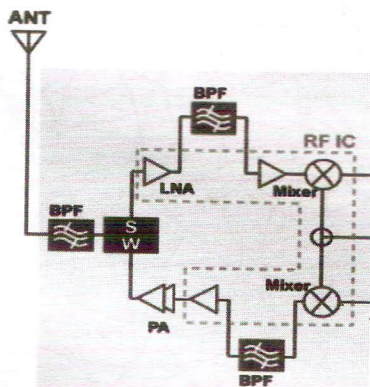
WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) merupakan standar teknologi dari Metropolitan Area Network (MAN) yang dibuat sebagai salah satu solusi permasalahan jaringan yang menggunakan

kabel. Untuk mendukung teknologi tersebut diperlukan perangkat *receiver* (penerima) yang beroperasi pada standard frekuensi yang telah ditentukan sesuai dengan alokasinya, yang disertai dengan daya terima sinyal sehingga informasi yang diterima memiliki kualitas yang diharapkan.

Pada bagian penerima selalu terjadi penurunan daya, maka diperlukan suatu penguat berderau rendah (*Low Noise Amplifier*). Sebuah Penguat berderau rendah selalu beroperasi di Kelas A. Ciri khas dari penguat kelas A, seluruh sinyal keluarannya bekerja pada daerah aktif, sehingga bentuk sinyal keluarannya akan mendekati sinyal input, sesuai dengan konsep LNA, karena jenis penguat ini memiliki kelinieritas yang cukup baik dibanding penguat sejenisnya.

Sinyal minimum yang dapat diterima oleh penerima mendefinisikan sensitifitas dari sebuah penerima.

Fungsi utama LNA adalah untuk memperkuat sinyal yang sangat rendah dengan penambahan derau yang diizinkan. Berdasarkan ini, maka dalam tulisan ini akan dibahas rancangan sebuah penguat LNA yang diaplikasikan untuk WiMAX.

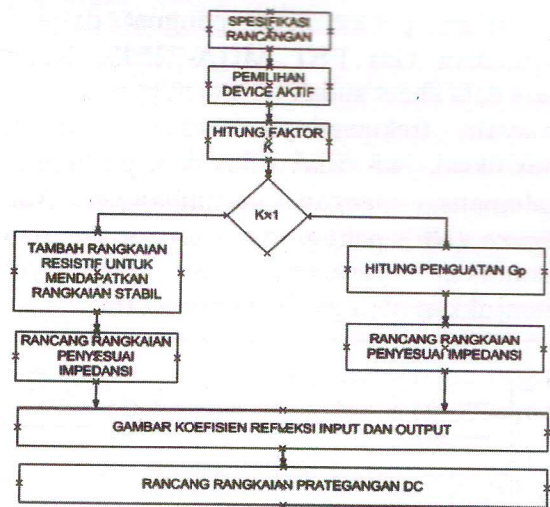


Gambar 1 : Blok Diagram RF WiMAX.

2. Metodologi Penelitian

Penguat yang dirancang adalah LNA pada frekuensi kerja 3,3GHz – 3,4GHz, dengan *Noise Figure* yang rendah. Pada dasarnya spesifikasi perangkat tergantung dari sistem yang dibutuhkan.

Spesifikasi perangkat yang dibutuhkan harus sesuai dan optimal pada sistem, artinya tidak terlalu berlebihan dalam perhitungan *link budget*. Misalkan untuk suatu sistem komunikasi yang membutuhkan daya yang relatif kecil, maka tidak diperlukan penguatan daya keluaran yang terlalu besar.



Gambar 2 : Diagram Perancangan LNA

Dalam gambar 2, perancangan sebuah penguat LNA, penguatan daya maksimum dan *noise figure* minimum adalah sama pentingnya. Tetapi pada umumnya dalam disain praktis, kedua hal tersebut tidak bisa diperoleh bersamaan.

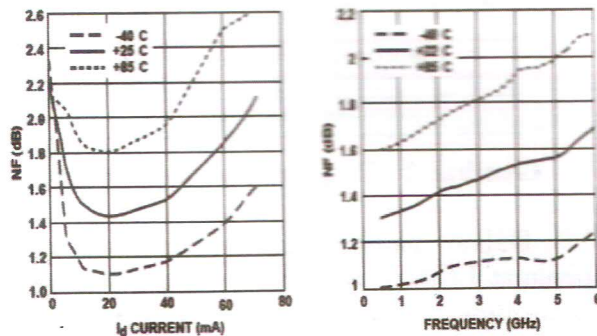
Berikut adalah tahapan yang dilakukan dalam perancangan sebuah penguat LNA^[2,3]:

1. Menentukan spesifikasi penguat LNA yang akan dirancang.
2. Memilih jenis dan karakteristik IC yang akan digunakan.
3. Menghitung faktor kestabilan K
4. Menghitung daya penguatan maksimum untuk penguat yang akan dirancang.
5. Menggambar penguatan konstan dan lingkaran *noise figure* konstan dalam *smith chart* yang sama.
6. Memilih lingkaran penguatan daya sumber memotong lingkaran *noise* rendah
7. Menentukan rangkaian penyepadan impedansi untuk input dan output.
8. Merancang rangkaian prategangan DC.

Spesifikasi penguat daya yang dirancang adalah sebagai berikut :

- a. Frekuensi tengah : $f_c = 3,35\text{GHz}$
- b. *Noise Figure* : $\leq 2\text{ dB}$
- c. *Gain* : $\leq 12\text{ dB}$
- d. Impedance (Z_o) : $50\ \Omega$

Dalam perancangan penguat daya ini digunakan Gas FET MGA-72543. Karena pada data sheet sudah terinci parameter S dan wilayah frekuensinya sudah mencakup spesifikasi, jadi tidak dilakukan perhitungan matematis. Dengan pertimbangan *Noise Figure* (NF) paling minimum, maka dapat ditentukan parameter S nya, yang ditunjukkan oleh grafik di bawah ini:



Gambar 3 : Grafik Arus drain dan Frekuensi terhadap NF^[1]

3. Hasil dan Pembahasan

Untuk perhitungan, parameter S frekuensi pada 3.35 GHz dengan $V_c = 3.0$ Volt dan $I_d = 20$ mA, adalah sebagai berikut:

Tabel 1 : Karakteristik Parameter S berdasarkan data sheet MGA 72543.^[1]

Freq	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang
3.00	0.49	-112	4.11	85	0.08	16	0.30	-66
3.35	0.47	-123	3.93	77	0.08	14	0.28	-72
3.50	0.46	-128	3.85	73	0.08	13	0.27	-75

Tabel 2 : *Noise Figure* minimum berdasarkan data sheet MGA 72543.^[1]

Freq	NF_{min} (dB)	Γ_{opt}		R_n (Ω)	G_{max} (dB)	G_p (dB)
		Mag	Ang			
3.00	1.45	0.18	95	7.52	13.4	12.40
3.35	1.46	0.17	110	7.80	13.0	12.00
3.50	1.47	0.16	117	6.86	12.7	11.82

Perhitungan kestabilan adalah dengan menghitung nilai faktor delta (Δ) dan nilai faktor kestabilan "K".

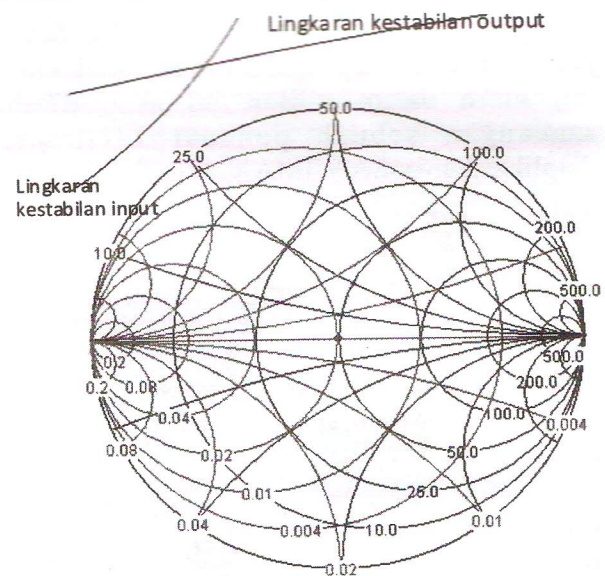
a. Nilai faktor delta adalah

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} = 0.306 \angle 66.28^\circ$$

b. Nilai faktor K

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 1.26$$

Dari hasil perhitungan didapat $|\Delta| < 1$ dan $K > 1$. Hal ini menunjukkan bahwa penguat adalah stabil tanpa syarat^[2, 4].



Gambar 4 : Lingkaran kestabilan input dan output

Untuk menentukan daya penguatan maksimum dipergunakan persamaan berikut^[2, 4].

$$G_{p \max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| K - \sqrt{K^2 - 1} = 24.24$$

$$G_{p \max} = 10 \log 24.24 = 13.84 \text{ dB}$$

Untuk menggambar lingkaran *Noise figure* konstan, diasumsikan besaran-besarnya seperti pada tabel 3.2, dan untuk

frekuensi 3.35 GHz diperoleh data sebagai berikut:

$$NF_{\min} : 1.46 \text{ dB} = 1.4$$

$$\Gamma_{opt} : 0.17 \angle 110^\circ$$

$$R_n : 7.8 \, \Omega$$

$$r_n : R_n/Z_o = 7.8/50 = 0.156$$

Untuk menentukan lingkaran *noise figure* untuk suatu nilai *noise figure* tertentu F_i terlebih dahulu perlu didefinisikan parameter suatu *noise figure* N_i ^[2,4].

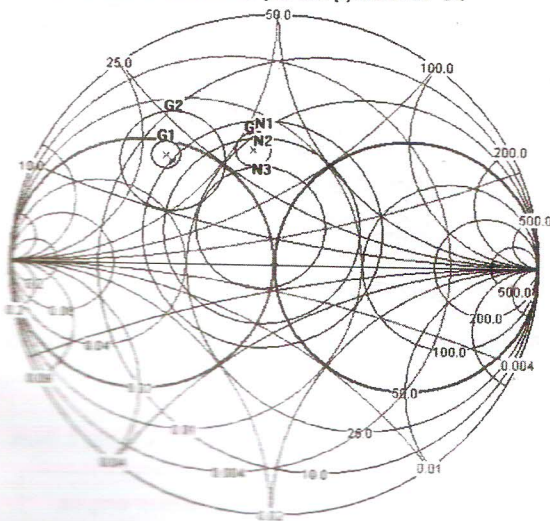
$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4 r_n} |1 + \Gamma_o|^2 = 0.26$$

Pusat dan radius lingkaran *noise figure* adalah^[2,4]

$$c_{Fi} = \frac{\Gamma_o}{1 + N_i} = 0.13 \angle 110^\circ$$

$$r_{Fi} = \frac{1}{1 + N_i} \left[N_i^2 + N_i (1 + |\Gamma_o|^2) \right]^{1/2} = 0.46$$

Gambar lingkaran *noise* dengan *software smith chart* terlihat pada gambar 5.



Gambar 5 : Lingkaran NF 1,6dB(N3), 1.8dB(N2), 2dB(N1) dan Lingkaran penguatan konstan input dan output.

Rangkaian *matching impedance* masukan dan keluaran berfungsi untuk mendapatkan transfer daya optimum dari sisi sumber ke sisi beban (meminimalisasi kehilangan daya karena efek pantulan).

Persamaan untuk impedansi sisi sumber pada *noise figure* minimum adalah sebagai berikut^[2,3]:

$$Z_{sn} = \frac{Z_o(1 - |\Gamma_o|^2) + j2Z_o|\Gamma_o|\sin \angle \Gamma_o}{1 - |\Gamma_o|^2 - 2|\Gamma_o|\cos \angle \Gamma_o}$$

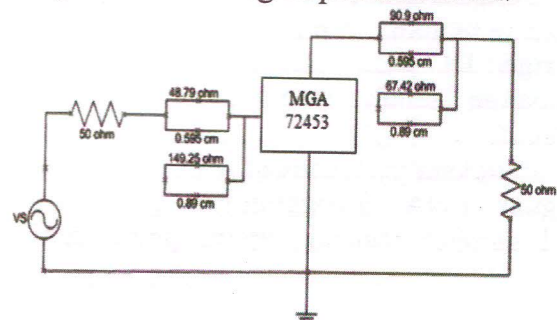
Pada perancangan penguat LNA ini nilai Γ_o ditentukan sesuai pada tabel 3.2 yaitu sebesar $0.17 \angle 110^\circ$.

Persamaan untuk impedansi beban pada *noise figure* minimum adalah sebagai berikut^[2,3]

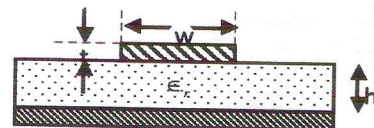
$$Z_{ln} = \frac{Z_o(1 - |\Gamma_i|^2) + j2Z_o|\Gamma_i|\sin \angle \Gamma_i}{1 - |\Gamma_i|^2 - 2|\Gamma_i|\cos \angle \Gamma_i}$$

Pada perancangan ini nilai $\Gamma_i = 0.43 \angle 71.56^\circ$.

Gambar 6 merupakan gambar rangkaian *matching impedance* LNA.



Gambar 6 : Rangkaian Matching Impedance LNA



Gambar 7 : Saluran Mikrostrip

Mikrostrip yang digunakan sesuai dengan gambar 7, mempunyai $\epsilon_r = 4.4$ dan $h = 0.8$ mm dengan impedansi karakteristik saluran yang diinginkan adalah 50 ohm. Sebelumnya dihitung nilai

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{3.35 \cdot 10^9 \sqrt{4.4}} = 4.27 \text{ cm}$$

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) = 2.40$$

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{(\exp H')}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{-1} = 1.912$$

Diperoleh nilai w/h yang mungkin agar $Z_0 = 50 \text{ ohm}$ adalah 1.912 sehingga:
 $w = h \times 0.738 = 1.6 \text{ mm} \times 1.912 = 1.529 \text{ mm}$.

Kemudian penentuan panjang λ , dihitung dengan menggunakan persamaan :

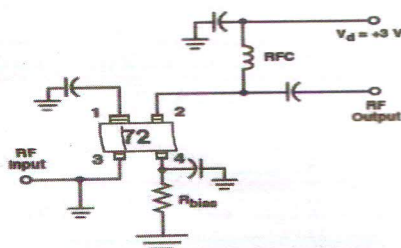
$$\lambda = \frac{\lambda_g}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.1255}} \right]^{1/2}$$

Untuk $w/h > 0.6$

Didapatkan panjang $\lambda = 2.38 \text{ cm}$

Berdasarkan pertimbangan kemudahan dalam pembuatan dipilih jenis rangkaian pra tegangan DC pasif. Rangkaian pra tegangan digunakan untuk menentukan titik kerja penguat.

Rangkaian prategangan pada perancangan penguat LNA menggunakan prategangan pasif sumber resistor seperti pada gambar 8.^[1]



Gambar 8 : Prategangan pasif Sumber Resistor.^[1]

Kondisi pra tegangan yang diinginkan sesuai dengan datasheet MGA 72543 adalah: $V_d = 3.3 \text{ Volt}$ dan $I_d = 20 \text{ mA}$.

Berdasarkan catatan aplikasi datasheet MGA 72543, untuk perhitungan Nilai R_{bias} ditentukan melalui persamaan^[1]:

$$R_{bias} = \frac{964}{I_d} (-0.112 \sqrt{I_d}) = 47,44 \Omega$$

$$R_{bias} = \frac{964}{I_d} (-0.112 \sqrt{I_d}) = 47,44 \Omega$$

Untuk komponen C_{bypass}

$X_C = 0.01 R_{bias} = 0.01 \times 47.44 \Omega = 0.4744 \Omega$, sehingga:

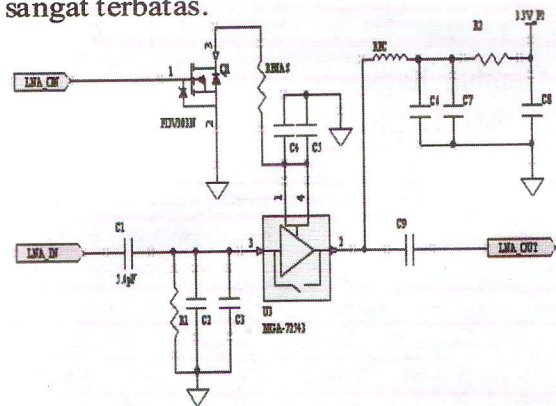
$$C_E \geq \frac{1}{2\pi f X_C} = 100 \text{ pF}$$

Untuk komponen induktor (RFC) digunakan:

$$L_{RFC} \rightarrow 2\pi L f = R_{Bias}$$

$$L_{(H)} \geq 1.14 \text{ nH}$$

Gambar 9 merupakan rangkaian penguat LNA yang dirancang. Nilai-nilai komponen yang digunakan tidak semuanya didapat melalui perhitungan. Nilai komponen yang digunakan tidak sama dengan hasil perhitungan. Hal ini dikarenakan ketersediaan komponen yang ada di pasaran sangat terbatas.



Gambar 9 : Rangkaian LNA

Nilai-nilai komponen yang digunakan seperti pada tabel 3.

Tabel 3 : Komponen Rangkaian LNA

Komponen	Nilai Komponen	Keterangan
Rbias	47.4 Ω	SMD/ chip
R1	1 K Ω	SMD/ch ip
R2	1 K Ω	SMD/ch ip
C1	5.6 pF	SMD/ch ip
C2	1.1 pF	SMD/ch ip
C3	0.7 pF	SMD/ch ip
C4	5.6 pF	SMD/ch ip
C5	5.6 pF	SMD/ch ip
C6	100 pF	SMD/ch ip
C7	1000 pF	SMD/ch ip
C8	4.7 μ F	SMD/ch ip
C9	5.6 pF	SMD/ch ip
RFC	1.14 nH	SMD/ch ip

4. Kesimpulan

Dalam merancang suatu penguat RF, langkah-langkah yang perlu diperhatikan adalah frekuensi kerja, *matching impedance*, *noise figure* serta simulasi perancangan. Sehingga pada realisasi pembuatannya akan mendapatkan hasil yang maksimal dan mendekati perancangan.

Ucapan Terima Kasih

Terima kasih kami ucapkan kepada rekan-rekan di bidang Telekomunikasi PPET LIPI yang telah membantu dalam pengukuran dan diskusi sehingga selesainya penelitian ini.

5. Daftar Pustaka

- [1] AVAGO Technology, (2009), “MGA-72543 PHEMT* Low Noise Amplifier with Bypass Switch”, United States.
- [2] Liao, Samuel Y., (1987), “Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design”, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [3] Kai Chang, (2002), “RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems”, JWS, New York, USA.
- [4] Pozar, David M, (2003), “Microwave Engineering”, JWS, Singapore.

Performance Evaluation for a Ground-Based Radar

Evaluasi Unjuk Kerja Radar yang Terpasang pada Permukaan Tanah

Mashury Wahab and Daday Ruhiyat

Research Centre for Electronics and Telecommunications of
the Indonesian Institute of Sciences (PPET-LIPI), Bandung, Indonesia
telp. 022-2504661, email: mashury.wahab@gmail.com

Abstrak

Kami mempresentasikan dalam makalah ini sebuah evaluasi unjuk kerja (kinerja) dari sebuah Radar yang dipasang di permukaan tanah, dimana Radar ini digunakan sebagai Radar pengawas udara. Evaluasi ini dilakukan menggunakan sebuah perangkat lunak yang dinamakan CARPET (computer aided Radar performance evaluation tool). Dengan melakukan evaluasi kinerja, sebuah desain Radar dapat diperiksa jika desainnya memenuhi kinerja yang diinginkan. Beberapa saran dapat dibuat untuk meningkatkan kinerja berdasarkan hasil evaluasi. Lingkungan untuk Radar pulsa di-set pada beberapa kategori termasuk propagasi, clutter dan jammer. Parameter-parameter dari Radar bisa di-set sesuai dengan spesifikasi Radar, dan mereka adalah: pemancar, antena, penerima dan target (sasaran). Beberapa plot yang penting dari evaluasi kinerja ini adalah: daya yang diterima, perbandingan signal to interference, probabilitas deteksi, dan diagram cakupan. Plot tambahan bisa diberikan termasuk penguatan dan daya antena, rugi-rugi di-udara (atmosfir), dan koefisien refleksi. Hasil dari evaluasi kinerja menunjukkan bahwa desain Radar memenuhi persyaratan.

Kata kunci : Radar pulsa di permukaan tanah, pengawasan udara, CARPET, desain, peningkatan, parameter, dan plot.

Abstract

In this paper, we present a performance evaluation for a ground-based Pulse Radar, where this Radar is used as an air surveillance Radar. The evaluation is performed by using a software called CARPET (computer aided Radar performance evaluation tool). By having a performance evaluation, a Radar design can be checked if the design fulfills the required performance. Some suggestions can then be made based upon the evaluation results to improve the Radar performance. The environment for the pulse Radar is set in to several categories including propagation, clutter and jammer. Parameters of the Radar can be set according to its the specification, and they are: transmitter, antenna, receiver, and target. Some of the important plots of this performance evaluation are as follows: received power, signal to interference ratio, detection probability, and coverage diagram. Additional plots can be provided including antenna power gain, atmospheric losses, and reflection coefficient. The results of the performance evaluation show that the Radar design meets the requirement.

Keywords : ground-based pulse Radar, air surveillance, CARPET, design, improvement, parameters, plots.

1. Introduction

Radars play important role for air traffic controller, vessel traffic services, weather prediction, automobile speed detection, remote sensing/mapping, forest's hot spots detection, train track maintenance, tsunami detection, volcanic dust detection, and defense applications. In other words, most of the people's activities nowadays are supported by Radar applications [1, 2].

In Indonesia, Radar has been applied since 1950s for many applications. More and more Radar are being applied to increase transportation safety, to predict weather, and for defense applications. Radar is imported from the overseas manufacturers to be installed in Indonesia. Indonesian usually acts as the operators, while the maintenance is initially done by the manufacturers and, after the technical support is expired, by the users. There is a big problem in Radar maintenance in Indonesia due to lack of

Radar expertise and knowledge, and also the availability of the spare parts in the world market.

The design and development of Radar at PPET-LIPI was started in the 1990s for an early warning Radar. However, this research was not completed due to lack of funding, expertise, number of researchers, and several other reasons including a verified design. In the year of 2006, a research project called INDRA (Indonesian Radar) was started at PPET-LIPI for a coastal surveillance Radar in cooperation with the International Research Centre for Telecommunications and Radar of the Technical University of Delft (IRCTR-TU Delft). The design of this Radar was verified by using [7, 8, 9] several simulation software for antenna and hardware models. The basic technology for this type of Radar is frequency modulated continuous wave (FM-CW) [1, 2, 6, 7, 8]. This Radar prototype was completed in 2010 and has been tested in the Radar test site in Merak, which is closed to the Sunda Strait. Based on this Radar project, it is known the important of the design and simulation before a Radar project can be started and implemented.



Figure 1 : ISRA Radar (on the ground for a demo).

There is a need for a Pulse Radar to be implemented for air surveillance in Indonesia. This Radar has a different technology compared to that of the INDRA Radar, where it is known as ISRA (Indonesian Surveillance Radar) recently, as shown in Figure 1. This Pulse Radar requires more power to detect targets, single antenna for transmit and receive, usually able to detect target in a far distant with the presence of interference and obstruction. To start with this Radar project, a comprehensive design and simulation should be initiated including a Radar performance evaluation in order to judge if the design models will perform as expected in the specification. The specification of the Radar may be altered in order to achieve the requested performance. Thus, this performance evaluation can be performed before the design of hardware models and after the design.

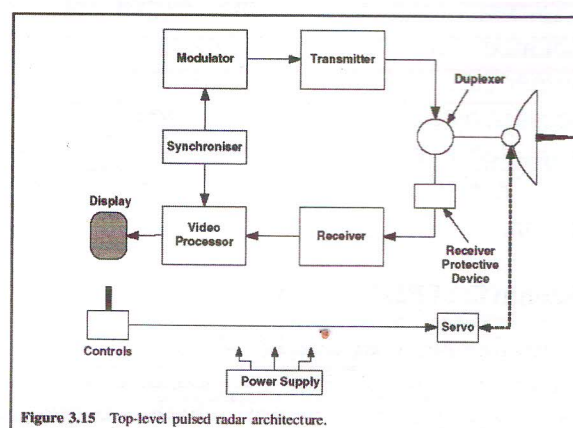


Figure 3.15 Top-level pulsed radar architecture.

Figure 2 : Pulse Radar Block diagram.

The block diagram in Figure 2 shows a schematic of a general Pulse Radar which consists of modulator, transmitter, duplexer (circulator), antenna, isolator, receiver, video processor, synchroniser, and display (PPI= plan position indicator). Additional hardware are servomotor, power supply, and control system [1, 2, 3]. These hardware modules should be designed and simulated before being implemented in order to prevent errors and in-efficiency. The specification of this Radar should be set in the beginning and verified via performance evaluation. Based on the system specification, specifications for each module will be set.

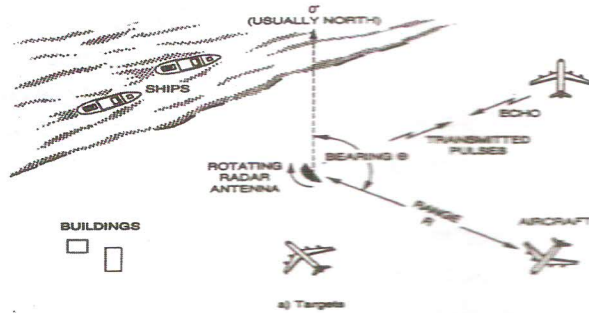


Figure 3 : Principle of an Air Surveillance Radar.

The type of Radar presented in this paper is an air surveillance Radar. Figure 3 shows principle of the air surveillance Radar [1, 2]. This type of Radar is known as a 3D (3 dimension) Radar which provides three information of the targets, i.e., range, azimuth position and elevation angle. As the transmitted signal propagates through the air to reach the targets, this signal will be attenuated, and interfered by other signals (jammer etc). The reflected signal (echo) will be processed by the receiver and compared with the transmitted signals. The difference in echo can be used to measure the target range from the Radar position.

2. Scenario of Performance Evaluation

The performance evaluation is performed using software named CARPET (computer aided radar performance evaluation tool) which was created by researchers at the TNO, i.e., one of the main research centres in the Netherlands [10]. The version of this software is CARPET 2. This software is used by several Radar Industries and Research Centres all over the world. The Radar design can be evaluated based on several scenarios on the parameters and environment. This CARPET 2 software was built for Pulse Radar evaluation. If other types of Radar will be evaluated, an equivalent model should be built in reference to the Pulse Radar.

Figure 4 shows a setup for performance evaluation where the transmitted signal propagates to the target. This signal experience interference, jammer, attenuation, and degradation due to environmental factors

such as rain and wind. The reflected signals from the target will be processed by the receiver.

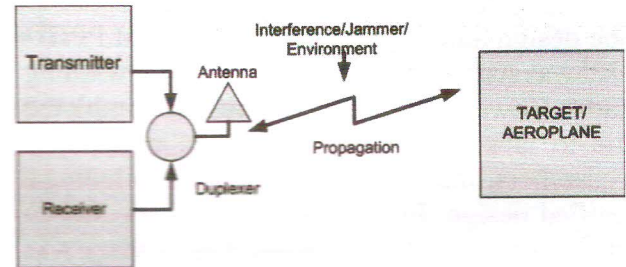


Figure 4 : Setup for performance evaluation.

Prior to performance evaluation, some settings have to be done for hardware such as transmitter, antenna, and receiver, see Figures 8, 9 and 10. Setting for types of target including its dimension, position, etc should also be set, see Figure 11.

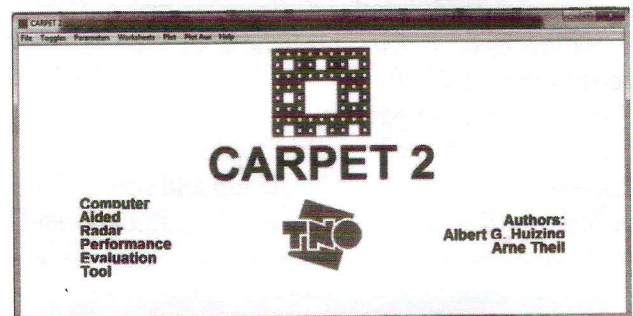


Figure 5 : Snapshot of front page of CARPET2.

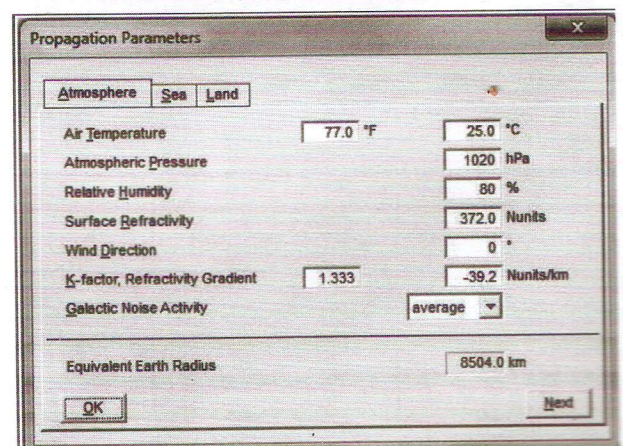


Figure 6 : Propagation parameter setting.

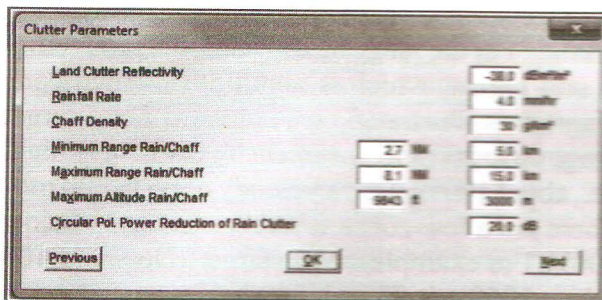


Figure 7 : Clutter parameter setting.

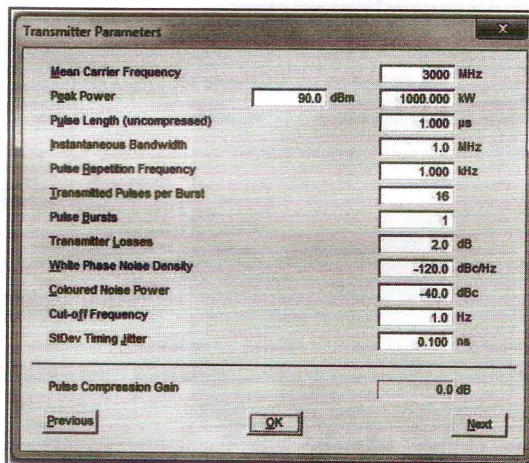


Figure 8 : Transmitter parameter setting.

Environmental settings such as propagation and clutter which affect the performance of the Radar (detection, range, etc) should be adjusted. Radar performance degrades significantly if the effect of environment is very severe, e.g., high rain rate.

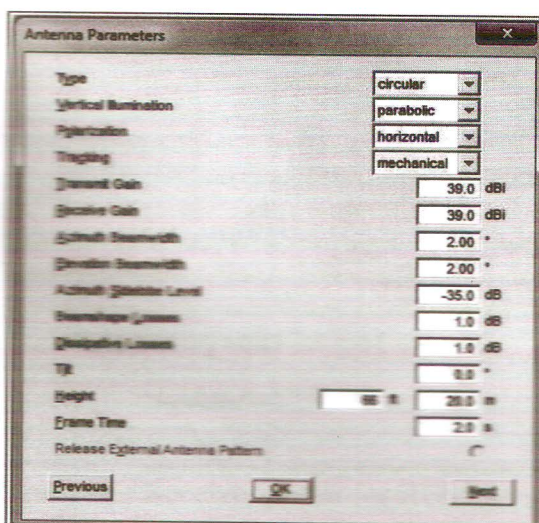


Figure 9 : Antenna parameter setting.

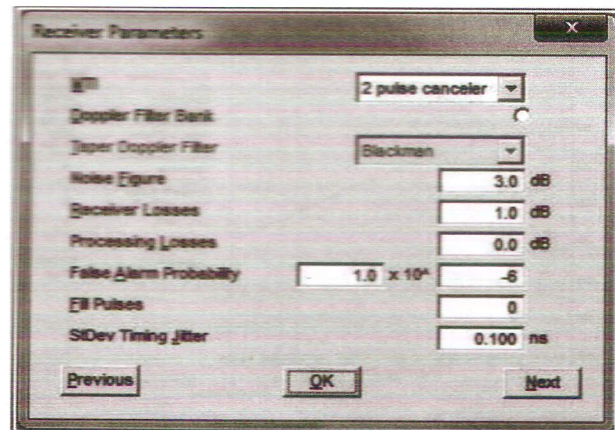


Figure 10 : Receiver parameter setting.

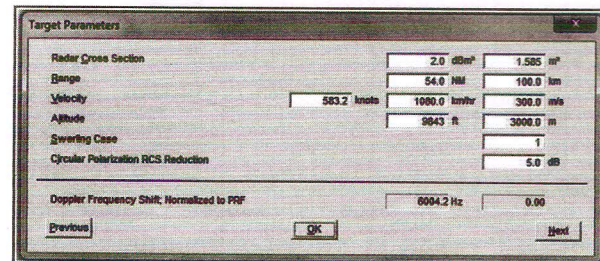


Figure 11 : Target parameter setting.

3. Results of Performance Evaluation and Discussion

After performing the performance evaluation by using the CARPET 2, we obtained several results as follows. The received power at the receiver side is shown in Figure 12. Some parameters for this performance evaluation are shown on the right hand side of the plot, i.e., carrier frequency of 3 GHz (S-Band), pulse repetition frequency (PRF) of 1 kHz, peak power of 100 kW, antenna gain of 39 dBi, azimuth beamwidth of the antenna of 2 degrees, free space propagation, size of radar cross section (RCS) of 50 dBm² (= 100000 m²), velocity of the target (aeroplane) of 300 m/s (= 1080 Km/h), and target altitude of 3000 m. Based on Figure 12, the received power is still above the noise level, i.e., -80 dB, at a target range of 100 Kms. This shows that the Radar can still detect target beyond 100 Kms. As can be predicted, the received power decreases as the range increases. This is due to the attenuation of the free space propagation.

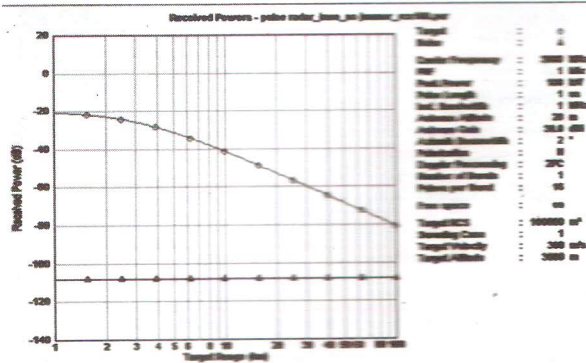


Figure 12 : Received power at the receiver.

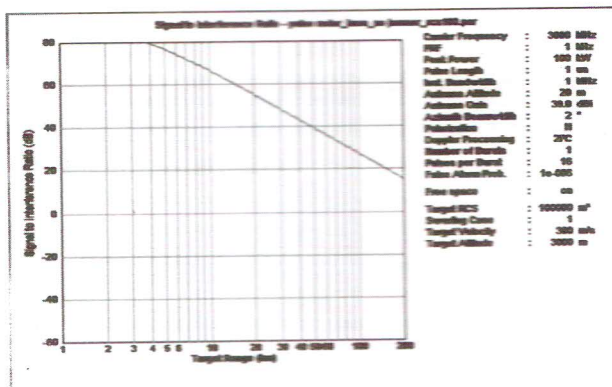


Figure 13 : Signal to Interference Ratio.

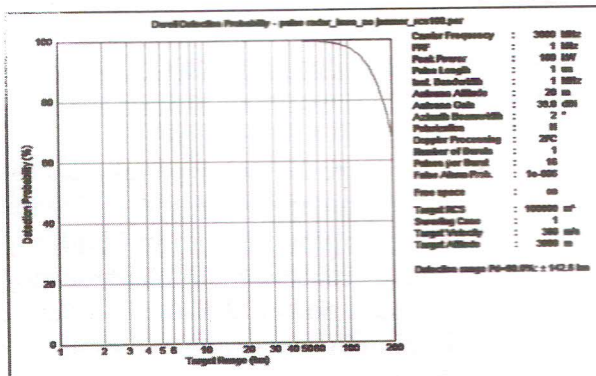


Figure 14 : Detection probability.

Figure 13 depicts the comparison between the signal level against the noise level (S/I ratio). For a target range of 100 Kms, the S/I ratio is still above 0 dB. This means that the signal can still be separated from the influence of noise. Probability of detection is shown on Figure 14. Below 50 Kms of target range, the probability is still about 100%. As the range increases, the probability is getting

smaller. For the range of 200 Kms, the probability is still higher, which is about 50%. Blind-zone diagram is illustrated on Figure 15. For a target range up to 200 Km, the intensity is still very high, i.e., about 100%, with a velocity of up to 300 m/s. There are a few zones where the intensity below 100%. For example, on the target velocity of 100 m/s and 250 m/s. This shows that Doppler process can not provide a good accuracy on certain velocities. This problem can be mitigated by adjusting several parameters.

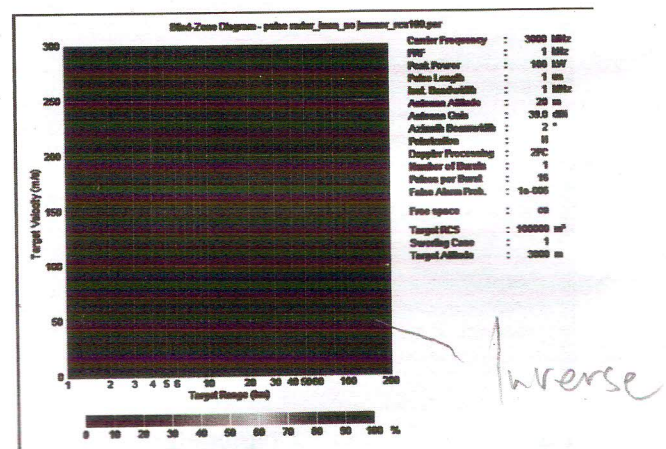


Figure 15 : Blind-zone Diagram

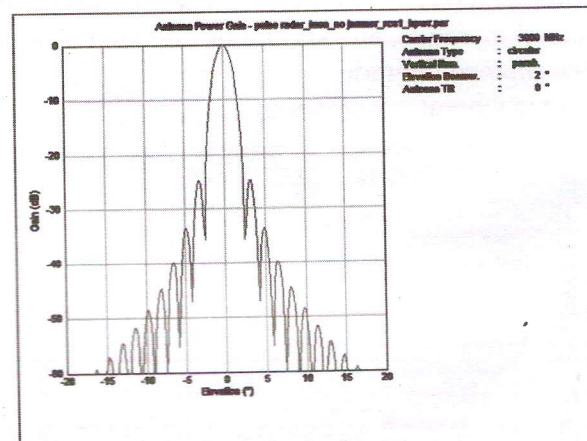


Figure 16 : Antenna power gain.

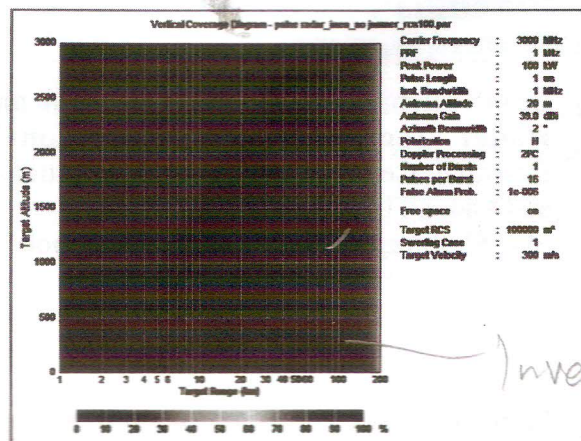


Figure 17 : Vertical Coverage Diagram.

Figure 16 shows antenna power gain for a frequency carrier of 3 GHz, antenna type is circular, vertical illumination is parabolic, beamwidth is 2 degrees, and the elevation tilt is zero (no tilting). The first side lobe appears at about -25 dB. Thus, the difference between the main lobe and the first side lobe is about -25 dB. To achieve a better performance, future works will be done to reduce the beamwidth (to become ~ 1 degree) and the side lobes level. Vertical coverage diagram is shown in Figure 17. In this figure, the intensity for target altitude up to 3000 m is 100% for a target range up to 100 Kms. Beyond 100 Kms, the intensity reduces as the reflected signal levels from the target degrades.

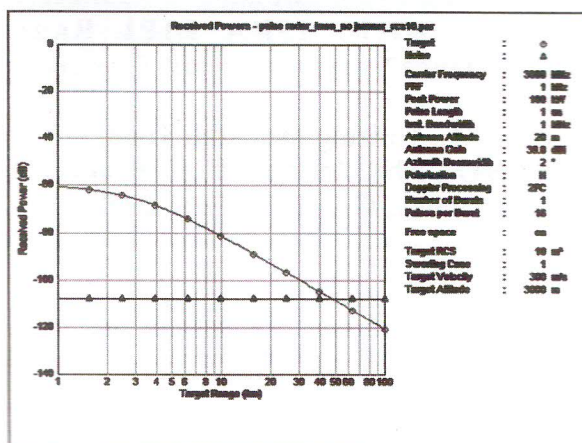
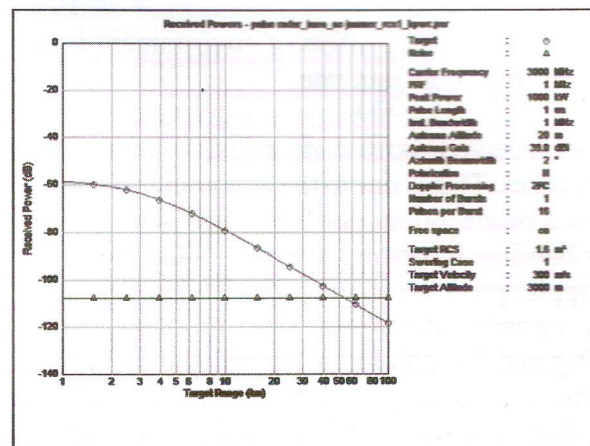
Figure 18 : Receiver power for RCS= 10 m².Figure 19 : Received power for RCS ~ 1 m².

Figure 18 shows the received power for the RCS of 10 m² as compared to the received power for the RCS of 100000 m² in Figure 12. The size of RCS is greatly reduced by 10⁴. As it can be seen, the received power level is satisfactory only for a target range less than 50 Kms as compared to beyond 100 Kms as shown in Figure 12. For a smaller RCS of 1.5 m² (size of a jet fighter), the target range is similar to that of RCS of 10 m². These two results show that a smaller RCS causes the target range reduces as the reflected signal levels also reduce. In order to enable a large range for target detection, the gain of antenna, beamwidth of antenna, output power, and the use of modulation & compression can be adjusted and employed.

The performance evaluation of a ground-based pulse Radar has been presented by using a software called CARPET (computer aided radar performance evaluation tool). The Radar design can be evaluated based on several scenarios on the parameters and environment.

Prior to performance evaluation, some settings have to be done for hardwares such as transmitter, antenna, and receiver. Setting for types of target including its dimension, position, etc should also be set. Environmental settings such as propagation and clutter which affect the performance of the Radar (detection, range, etc) should be adjusted. Radar performance degrades

significantly if the affect of environment is very severe, e.g., high rain rate.

The received power decreases as the range increases. This is due to the attenuation of the free space propagation. As the range increases, the probability is getting smaller. This shows that Doppler process can not provide a good accuracy on certain velocities. This problem can be mitigated by adjusting several parameters. To achieve a better performance, future works will be done to reduce the beamwidth of antenna (to become ~ 1 degree) and the side lobes level. a smaller RCS causes the target range reduces as the reflected signal levels also reduce. In order to enable a large range for target detection, the gain of antena, beamwidth of antena, output power, and the use of modulation & compression can be adjusted and employed.

4. Conclusion

Performance evaluation for a pulse Radar by using a software called CARPET 2 has been performed. Some parameters setting for hardware setting and antenna should be done prior to evaluation. Environmental, target and propagation parameters should be adjusted. Several evaluation results were presented and followed by discussions. Some suggestions have been made in order to improve the performance.

5. References

- [1] Leo P. Ligthart, (2005), **"Short Course on Radar Technologies"**, International Research Centre for Telecommunications and Radar, TU Delft.
- [2] M.I. Skolnik, (1990), **"Radar Handbook"**, McGraw-Hill.
- [3] Bassem R. Mahafza, (2005), **"Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB"**, Chapman & Hall.
- [4] Mark Richards, (2005), **"Radar Signal Processing"**, McGraw-Hill.
- [5] S.H. Heijnen, (2003), **"TARA Data Processing"**, Report for Cloudnet.
- [6] S.H. Heijnen, J.S. Van Sinttruijen, W.F. Van der Zwan, L.P. Ligthart, (2000), **"A Dedicated Computer System for FM-CW Radar Applications"**, *Proceeding of 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*.
- [7] Mashury Wahab, Pamungkas Daud, Yuyu Wahyu, dan Rustini S. Kayatmo, (2008), **"Rancang Bangun Radar Pengawasan Pantai INDRA II Di Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET) LIPI"**, *2nd Seminar Radar Nasional*, Jakarta.
- [8] Rustini S. Kayatmo, (2008), **"Frequency Modulation Continuous Wave (FM-CW) Radar"**, *2nd Seminar Radar Nasional*, Jakarta.
- [9] Mashury, (2009), **"Building a Radar from the Scratch: ISRA LIPI Radar experience"**, *International Conference ICTEL*, Bandung.
- [10] Albert G. Huizing and Arne Theil, (2010), **"TNO Physics and Electronics Laboratory, 'CARPET Version 2'"**.

Rancang Bangun Pembangkit Frekuensi Kristal 33.33 KHz untuk Frekuensi Pembawa pada Sistem Komunikasi Bawah Air

Design of Generation Crystals Frequency 33.33 MHz for Carrier Frequency in Underwater Communication Systems

Deni Permana dan Syamsu Ismail

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

Abstract

Has been done made a sine frequency generator working in the area of 33.33 kHz with high stability. Frequency generator was designed and constructed from a quartz crystal with a CMOS inverter by applying a quartz crystal in the feedback path from the output leg to the foot of the CMOS IC input. The output of the generator frequency, then put the divider circuit outputs tailored to the needs of the planned frequency generator. To eliminate the ripple that will interfere the signal, then the output of divider circuit is passed to the circuit filter and finally amplified by a linear amplifier which aims to raise the signal level as expected. Frequency generator that is designed to have a similar working principle with Pierce oscillator, where the crystal and the resonance-parallel capacitor combination in the feedback line. Pierce oscillator is used because it has better stability characteristics compared to other oscillator circuit.

Keywords: Frequency Generator, Crystal Quartz, Circuit Dividers, Filters

Abstrak

Sebuah pembangkit frekuensi sinus yang bekerja di daerah frekuensi 33.33 kHz dengan kesetabilan tinggi telah berhasil dibuat. Pembangkit frekuensi ini dirancang dan dibangun dari sebuah kristal kuarsa dan CMOS inverter dengan menerapkan kristal kuarsa pada jalur umpan-balik dari kaki output ke kaki input IC CMOS. Keluaran dari pembangkit frekuensi, selanjutnya dimasukkan pada rangkaian pembagi yang disesuaikan dengan kebutuhan luaran dari pembangkit frekuensi yang direncanakan. Untuk menghilangkan ripple yang akan mengganggu sinyal, maka keluaran dari rangkaian pembagi dilewatkan pada rangkaian filter dan akhirnya dikuatkan oleh sebuah penguat linier yang bertujuan untuk menaikkan level sinyal sesuai yang diharapkan. Pembangkit frekuensi yang dirancang mempunyai prinsip kerja yang serupa dengan pembangkit frekuensi Pierce, dimana kristal dan kapasitor dikombinasikan resonansi-paralel pada jalur umpan-balik. Pembangkit frekuensi Pierce digunakan karena mempunyai karakteristik stabilitas yang lebih baik dibandingkan dengan rangkaian pembangkit frekuensi lainnya.

Kata kunci : Pembangkit Frekuensi, Kristal Kuarsa, Rangkaian Pembagi, Filter.

1. Pendahuluan

Dalam sistem komunikasi bawah air, hydrophone merupakan komponen penting yang berfungsi sebagai transduser, dimana sebuah hydrophone akan merubah energi suara ke energi listrik yang biasa digunakan di dalam air atau cairan lain. Gelombang atau getaran listrik yang dipakai dalam sistem komunikasi bawah air adalah gelombang ultrasonic, dimana menghasilkan unjuk kerja yang lebih baik dalam hal pendeteksian [1]. Sumber pembangkit gelombang listrik atau

pembangkit frekuensi merupakan bagian penting dari sebuah pemancar yang akan menghasilkan bentuk gelombang periodik yang spesifik, dan akan berfungsi sebagai gelombang pembawa. Bagian inilah yang menentukan frekuensi kerja sebuah pemancar, oleh karena itu diperlukan suatu pembangkit frekuensi yang stabil. Supaya kestabilan suatu pembangkit frekuensi terjamin, maka dipergunakan kristal yang berfungsi sebagai referensi pada pembangkit frekuensi. Batas terhadap perubahan frekuensi tidak boleh

bergeser lebih dari 0,002% dari frekuensi kristal [2].

Untuk membuat sebuah pembangkit frekuensi dengan keluaran yang stabil serta bentuk gelombang sinus, maka dirancang dan dibuat sebuah pembangkit gelombang sinus yang terdiri dari rangkaian pembangkit frekuensi, rangkaian pembagi, rangkaian filter serta sebuah penguat amplitudo, seperti blok diagram di bawah ini.

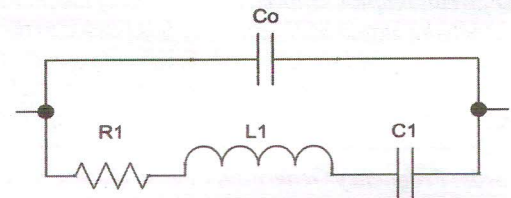


Gambar 1 : Blok Diagram pembangkit frekuensi

2. Teori Penunjang

Dalam beberapa aplikasi, dibutuhkan pembangkit frekuensi yang menuntut stabilitas frekuensi yang tinggi dalam jangka waktu yang panjang. Alasan utamanya adalah karena perubahan nilai frekuensi kristal seiring dengan waktu, atau disebut juga dengan istilah faktor penuaan frekuensi (*frequency aging*), jauh lebih kecil dari pada pembangkit frekuensi - pembangkit frekuensi lain [1]. Faktor penuaan frekuensi untuk kristal berkisar pada angka $\pm 5\text{ppm}/\text{tahun}$, jauh lebih baik dari pada faktor penuaan frekuensi pembangkit frekuensi RC ataupun pembangkit frekuensi LC yang biasanya berada diatas $\pm 1\%/ \text{tahun}$. Kristal juga mempunyai stabilitas suhu yang sangat bagus. Lazimnya, nilai koefisien suhu kristal berada dikisaran $\pm 50\text{ppm}$ direntangan suhu operasi normal dari -20°C sampai dengan $+70^\circ\text{C}$. Disebut pembangkit frekuensi kristal karena pembangkit frekuensi ini menggunakan kristal kwarsa sebagai komponen penentu frekuensinya. Kristal kwarsa memiliki frekuensi resonan yang ditentukan oleh ketebalannya. Umumnya frekuensi resonannya berbanding terbalik dengan ketebalannya. Material yang mempunyai bentuk struktur kristalin, seperti *quartz*, mempunyai satu sifat unik yaitu mampu menghasilkan tegangan listrik ketika diberi tekanan mekanikal dan juga sebaliknya,

berubah bentuk mekanikalnya ketika diberi tegangan listrik. Sifat ini dikenal dengan nama efek *piezo-electric*. Sifat inilah yang dimanfaatkan untuk menghasilkan resonansi listrik-mekanik tertentu jika diberi tegangan listrik bolak-balik, sehingga kristal akan bergetar pada frekuensi fundamental (dasar) atau salah satu dari frekuensi-frekuensi harmonik ganjil (*odd harmonics*) yang biasa disebut dengan istilah *overtone*s. Frekuensi fundamental ini ditentukan oleh potongan dan dimensi keping kristal, yang ditetapkan pada saat pembuatan. Akurasi kristal umumnya berada pada kisaran $\pm 30\text{ppm}$ [2].



Gambar 2 : Rangkaian Ekuivalen Kristal

Induktor L_1 (*motional inductance*) adalah padanan dari massa keping kristal yang bergetar, kapasitor C_1 (*motional capacitance*) adalah padanan dari kekakuan keping kristal melawan getaran dan resistor R_1 adalah padanan dari energi yang hilang diserap oleh kristal karena bentuknya mengalami perubahan ketika bergetar, sementara kapasitor C_0 (*shunt capacitor*) adalah kapasitansi yang terbentuk diantara dua elektroda yang mengapit potongan kristal. Frekuensi getar alami kristal diberikan oleh persamaan berikut :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad [1]$$

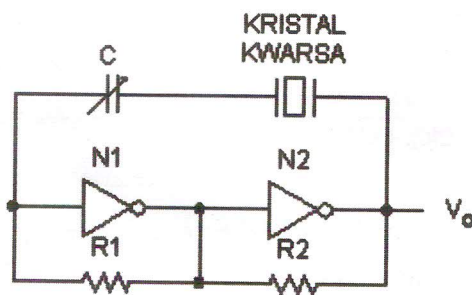
Rasio antara nilai induktansi L_1 dan kapasitansi C_1 yang sangat besar, jauh melampaui nilai rasio yang lazim didapat jika menggunakan komponen biasa, sehingga nilai faktor kualitas (Q) dari kristal menjadi jauh lebih tinggi daripada rangkaian LC biasa. Faktor kualitas sebuah kristal diberikan oleh persamaan berikut :

$$Q = \frac{1}{2\pi f_c C_1 R_1} = \frac{2\pi f_o L_1}{R_1} \quad [2]$$

Nilai faktor kualitas kristal umumnya berkisar diantara 10^4 sampai dengan 10^6 . Frekuensi getar alami sebuah kristal yang sama jika beroperasi secara resonansi-paralel adalah sedikit lebih tinggi daripada ketika dioperasikan secara resonansi-seri. Fenomena ini dikenal dengan istilah *pulling*, yang besarnya tergantung kepada rasio dari C_1 dengan C_0 . Sehingga besarnya perubahan frekuensi yang disebabkan oleh faktor *pulling* dapat dihitung dengan persamaan :

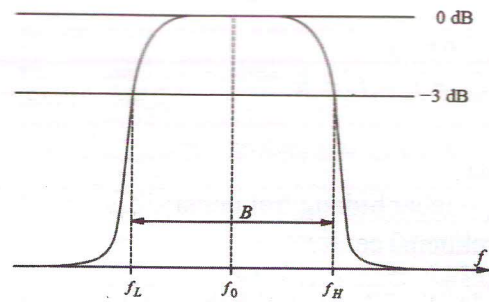
$$\frac{\Delta f}{f_c} = \frac{C_1}{2(C_0 + C_1)} \dots\dots\dots [3]$$

Rangkaian pembangkit frekuensi kristal dengan gerbang CMOS dapat dilihat pada Gambar di bawah ini.



Gambar 3 : pembangkit frekuensi Kristal dengan Gerbang CMOS

Pada contoh ini digunakan dua buah inverter untuk mendapatkan umpanbalik positif. Masing-masing inverter diberi umpanbalik negatif melalui sebuah tahanan. Kristal kwarsa dihubungkan seri dengan sebuah kapasitor variabel antara keluaran dengan masukan pembangkit frekuensi. Fungsi kapasitor variabel disini ialah untuk menala frekuensi agar benar-benar sesuai dengan yang diinginkan dan sekaligus membatasi arus eksitasi dari kristal. Nilai tahanan R harus dipilih sedemikian rupa agar tegangan keluaran mendekati $V_{DD}/2$ pada saat pembangkit frekuensi tidak bekerja. Dengan demikian maka tegangan keluaran dapat naik dan turun dengan simpangan yang sama.



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

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

$$A_s = \frac{\text{stopband bandwidth}}{\text{passband bandwidth}} \dots\dots\dots [4]$$

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

$$f_c = \sqrt{f_L \times f_u} \dots\dots\dots [5]$$

dimana :

f_L = lebar bidang cutoff frekuensi bawah

f_u = lebar bidang cutoff frekuensi atas

Untuk menghitung besarnya frekuensi center (f_c) dari sebuah filter pelewattengah dengan memperhitungkan frekuensi redaman batas sebesar -3dB limit adalah :

$$f_c = \sqrt{f_1 \times f_2} \dots\dots\dots [6]$$

dimana :

f_1 = frekuensi batas bawah

f_2 = frekuensi batas atas

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

$$Q_{bp} = \frac{f_c}{BW_{3dB}} \dots\dots\dots [7]$$

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

dimana :

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

f_c = frekuensi center

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

$$FSF = \frac{\text{desired reference frequency}}{\text{existing reference frequency}} \dots\dots\dots [8]$$

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

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

$$R' = R \times Z$$

$$L' = \frac{L \times Z}{FSF} \dots\dots\dots [9]$$

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

Untuk transformasi suatu filter pelewat rendah ke dalam suatu filter pelewat tengah, maka konfigurasi rangkaiannya ditunjukkan seperti pada tabel 5-2, bab 5 halaman 6 [4], sehingga besarnya harga dari induktansi dan kapasitansi hasil transformasi dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan :

$$L = \frac{1}{\omega o^2 C} \dots\dots\dots [10]$$

$$C = \frac{1}{\omega o^2 L}$$

3. Perancangan Sistem

Dari literature [5] dapat diketahui sebuah kristal yang mempunyai frekuensi getar 10MHz mempunyai nilai $L_1 = 0.05H$, $C_1 = 0.0051pF$, $R_1 = 5\Omega$, dan $C_0 = 6pF$. Dengan menggunakan persamaan [1] maka besarnya

frekuensi getar alami dari kristal dapat dihitung.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

$$f_c = \frac{1}{2 \times 3.14 \sqrt{0.05 \times 0.0051 \cdot 10^{-12}}}$$

$$f_c = 9.971.724Hz$$

$$f_c \approx 10MHz$$

Untuk menghitung dan menentukan besarnya faktor kualitas dari sebuah kristal kuarsa, maka dipergunakan persamaan [2].

$$Q = \frac{1}{2\pi f_o C_1 R_1} = \frac{2\pi f_c L_1}{R_1}$$

$$Q = \frac{2 \times 3.14 \times 9.971724 \cdot 10^6 \times 0.05}{5}$$

$$Q = 626.224 \cdot 10^3$$

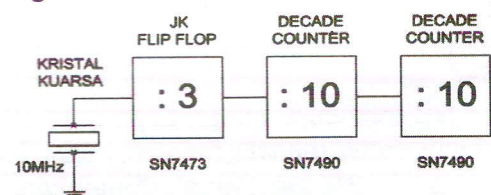
Untuk menghitung besarnya perubahan frekuensi yang disebabkan oleh faktor *pulling* dengan menggunakan persamaan [3].

$$\frac{\Delta f}{f_c} = \frac{C_1}{2(C_0 + C_1)}$$

$$\frac{\Delta f}{f_c} = \frac{0.0051 \cdot 10^{-12}}{2(6 \cdot 10^{-12} + 0.0051 \cdot 10^{-12})}$$

$$\frac{\Delta f}{f_c} = \frac{0.0051 \cdot 10^{-12}}{1.20102 \cdot 10^{-11}} = 0.425 \cdot 10^{-3}$$

Untuk menghasilkan luaran frekuensi yang direncanakan, maka frekuensi yang dihasilkan oleh bagian pembangkit frekuensi diteruskan ke bagian pembagi frekuensi dengan 3 tahap pembagian.



Gambar 5 : Pembagi Kristal Kuarsa

Dengan diketahuinya frekuensi dasar dari sebuah kristal kuarsa serta dilakukan beberapa tahap pembagian, maka frekuensi yang direncanakan dapat dihasilkan sesuai kebutuhan.

$$f_1 = \frac{10 \cdot 10^6}{3} = 3.33 \cdot 10^6 = 3.33 \text{ MHz}$$

$$f_2 = \frac{3.33 \cdot 10^6}{10} = 333.3 \cdot 10^3 = 333.3 \text{ kHz}$$

$$f_3 = \frac{333.3 \cdot 10^3}{10} = 33.33 \cdot 10^3 = 33.33 \text{ kHz}$$

Karena luaran dari tahap pembagi ini masih merupakan gelombang berbentuk square (kotak), maka luarannya diumpankan kepada bagian pelewat pita tengah (BPF), sehingga akan dihasilkan bentuk gelombang sinus.

Dengan mengacu kepada Gambar 4. diatas, dapat terlihat geometri dari filter yang akan dibuat dengan besaran untuk f_L adalah 30 kHz, f_U adalah 36 kHz serta f_c adalah 33.33 kHz, maka frekuensi center, f_1 dan f_2 dapat dihitung dengan menggunakan persamaan [5] serta persamaan [6] diatas.

$$f_c = \sqrt{30 \text{ kHz} \times 36 \text{ kHz}} = 32,86 \text{ kHz}$$

$$f_1 = 23 \text{ kHz} \Rightarrow f_2' = \frac{f_c^2}{f_1} = \frac{(32,86)^2}{23} \text{ kHz}$$

$$f_2' = 46.95 \text{ kHz}$$

$$f_2 = 43 \text{ kHz} \Rightarrow f_1' = \frac{f_c^2}{f_2} = \frac{(32,86)^2}{43} \text{ kHz}$$

$$f_1' = 25.11 \text{ kHz}$$

Untuk menentukan besarnya faktor kecuraman dari sebuah filter pelewat tengah ini, dapat dihitung dengan menggunakan persamaan [4], dimana harus ditentukan terlebih dahulu besarnya lebar bidang stopband serta lebar bidang passband-nya.

$$\text{stopband} = f_2 - f_1' = 43 \text{ kHz} - 25.11 \text{ kHz} \Rightarrow 17.89 \text{ kHz}$$

$$\text{passband} = f_H - f_L = 36 \text{ kHz} - 30 \text{ kHz} \Rightarrow 6 \text{ kHz}$$

$$As = \frac{17.89 \text{ kHz}}{6 \text{ kHz}} \Rightarrow 2,98$$

Dengan mengacu kepada Tabel 12-2, bab 12 halaman 2 [4] untuk besaran nilai dari elemen-elemen LC filter Butterworth untuk frekuensi 23 kHz dan 43 kHz > 40 dB :

Tabel 1 : Elemen LC Filter Butterworth

R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5
1,0	0,681	1,618	2,0	1,618	0,681

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

$$BW_{3dB} = f_H - f_L = 36 \text{ kHz} - 30 \text{ kHz} \Rightarrow 6 \text{ kHz}$$

$$BW_{3dB} = 6 \text{ kHz} = f_c$$

$$FSF = 2\pi \times 6 \text{ kHz} \Rightarrow 37680 \text{ rad/s}$$

$$\omega o^2 = (2\pi \times f_c)^2 = (2\pi \times 32,86 \cdot 10^3)^2 \Rightarrow 4,258 \cdot 10^{10}$$

$$C_1' = \frac{C_1}{FSF \times Z} = \frac{0,618}{37680 \times 75} \Rightarrow 0,219 \mu F$$

$$C_3' \cong C_1'$$

$$L_2' = \frac{L_2 \times Z}{FSF} = \frac{1,618 \times 75}{37680} \Rightarrow 3,22 \text{ mH}$$

$$L_1' = \frac{1}{(\omega o)^2 \times C_1'} = \frac{1}{(4,258 \cdot 10^{10}) \times 0,219 \cdot 10^{-6}}$$

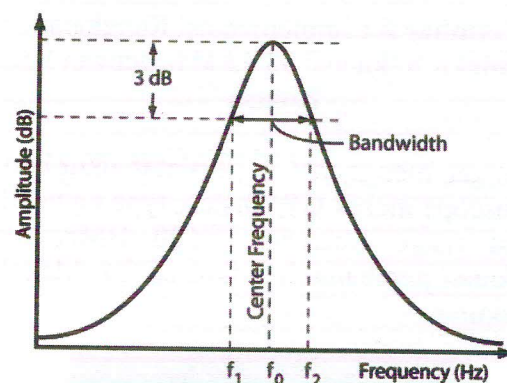
$$L_1' \Rightarrow 107,238 \mu H$$

$$L_1' \cong L_3'$$

$$C_2' = \frac{1}{(\omega o)^2 \times L_2'} = \frac{1}{(4,258 \cdot 10^{10}) \times 3,22 \cdot 10^{-3}}$$

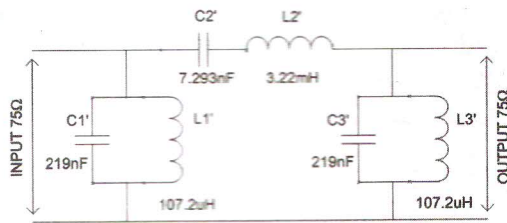
$$C_2' \Rightarrow 7,293 \text{ nF}$$

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



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

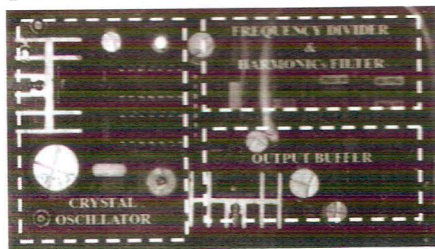
Di bawah ini diperlihatkan rangkaian lengkap dari sebuah filter pelewat tengah dengan frekuensi cut-off bawah 30 kHz, frekuensi cut-off atas 36 kHz, dengan lebar bidang frekuensi 6 kHz.



Gambar 7 : Implementasi Filter Pelewat Tengah (BPF)

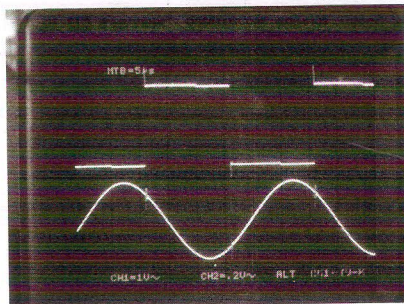
4. Implementasi dan Pengukuran

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



Gambar 8 : Implementasi Rangkaian pembangkit frekuensi 33.33 kHz dengan Kristal Kuarsa

Dengan menggunakan peralatan ukur berupa oscilloscope merek GW Instek, type GOS-6103 dengan range frekuensi 100 MHz, maka Rangkaian pembangkit frekuensi ini dilakukan pengukuran.

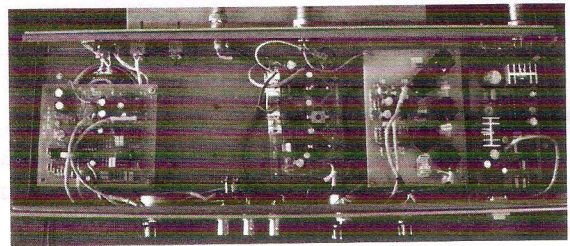


Gambar 9 : Hasil Pengukuran Rangkaian pembangkit frekuensi 33.33 kHz dengan Kristal Kuarsa

Dari hasil pengukuran terlihat untuk satu gelombang penuh terdiri dari 6 division dengan skala Time/Div adalah 5μs. Dengan menggunakan rumus korelasi antara prioda dengan frekuensi, maka luaran dari pembangkit frekuensi ini bisa dihitung.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{6 \times 5 \mu s} = \frac{1}{30 \cdot 10^{-6}}$$

$$f = 33.333 \text{ kHz}$$



Gambar 10 : Bagian Pemancar dalam Sistem Komunikasi Bawah Air

5. Kesimpulan dan Saran

Dari hasil perhitungan, perencanaan dan pengukuran, dapat disimpulkan bahwa pembangkit frekuensi ini telah dibuat dan bekerja sesuai dengan spesifikasi yang telah ditentukan, serta pembangkit frekuensi 33.33 ± 0.01 kHz ini juga telah digunakan sebagai gelombang pembawa pada bagian pemancar dalam sistem komunikasi bawah air dengan hasil yang baik.

Ucapan Terima Kasih

Terima kasih disampaikan pada Program Insentif Peningkatan Kemampuan Peneliti dan Perekayasa, yang telah membiayai penelitian ini, demikian juga pada rekan-rekan peneliti serta teknisi yang telah memberikan bantuan kepada Penulis berupa saran serta bantuan pengukuran sampai semua ini dapat terlaksana dengan baik.

Daftar Pustaka

- [1] id.wikipedia.org/wiki/hidropon
- [2] www.elektronikaonline.com
- [3] Deni Permana, **"Perencanaan dan Realisasi Channel Filter pada Sistem Pemancar Frekuensi Modulasi untuk Komunikasi Bawah Air"**, *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi*, Vol. 9 No.2 (Edisi Khusus), 2009.
- [4] Arthur B. Williams, (1981), **"Electronic Filter Design Handbook"**, McGraw-Hill Book Company, New York.
- [5] www.anglia.com/literature/Frequency_Book_lowres.pdf - Britania Raya

Rancang Bangun Sistim Telemetri Gas Beracun Gunung Berapi Sebagai Peringatan Dini Untuk Menurunkan Resiko Bencana Pada Masyarakat Dan Lingkungan Sekitarnya

The Design Of The Telemetry System For Volcano Toxic Gases As Early Warning System To Reduce Risk Of The Disaster In The Community And It's Environment

Tito Yuwono

Department of Electrical Engineering, Universitas Islam Indonesia, Jalan kaliurang
KM 14 Yogyakarta

Email: tito@uii.ac.id, titoyuwono@yahoo.com

ABSTRACT

Volcano is or model looping geological events that cause disaster with center of disaster is a fixed position. As an example is Merapi Mount, activities of Merapi Mount is most active compared to other volcanoes. From 1990 to 2006 occurs 6 times eruption. In November 2010, occurs big eruption so cause big disaster victims. Each eruption is characterized by increased seismic hot clouds. Due to It is the reiterative geological process, research and assessment related to the issues that caused the eruption of Merapi to be done, to minimize the negative impacts. Monitoring of toxic gases is very important in pre-disaster, during disaster and post disaster as early warning to the public when the toxic gases is out of Merapi. Among the toxic gases are Gas Sulfur Dioxide, Carbon Dioxide and Hydrogen Sulfide Gas. Toxic gases are very dangerous especially cause Irritation of respiratory, eye irritation and very dangerous for respiratory cardiovasculars. By early warning system for these toxic gases, the risk of disease will be reduced and avoided. In this paper, we will discuss the results of research related to the design and construction of telemetry equipment for volcano toxic gases. We use tgs 4161 as CO₂ Sensor, and MQ136 as H₂S and SO₂ Sensor. We did validation this instrumentation with gases analyzer. We measure PPM of gases using this instrumentation and gases analyzer and then we calculate Root Mean Square Error (RMSE) between result of instrumentation and gases analyzer. Result of these RMSE are 0.412 for CO₂, 0,361 for H₂S and 0,346 for SO₂.

Keywords : telemetry, toxic gases, volcano, mitigation

ABSTRAK

Gunung Berapi merupakan sebuah contoh atau model perulangan kejadian geologi yang dapat menimbulkan bencana pada posisi sumber bahaya yang tetap. Sebagai contoh Gunung Merapi, dimana Aktifitas Gunung Merapi paling aktif dibandingkan dengan gunung berapi lainnya. Dari tahun 1990 sampai 2006 terjadi erupsi 6 kali, kemudian 2010 erupsi lagi dengan korban yang jauh lebih banyak dan besar. Setiap erupsi ditandai dengan kenaikan seismik dan kejadian awan panas baik sedang maupun besar. Dikarenakan merupakan proses perulangan geologis, maka penelitian maupun pengkajian terkait dengan persoalan yang dikarenakan letusan merapi harus dilakukan, untuk meminimasi dampak negatif yang terjadi. Monitoring gas beracun menjadi sesuatu yang sangat penting baik masa pra bencana, saat bencana, maupun paska bencana untuk memberi peringatan dini kepada masyarakat apabila gas beracun tersebut keluar dari merapi. Diantara gas beracun yang biasa terbentuk diantaranya Gas Sulfur Dioksida, Karbon Dioksida, serta Gas Hidrogen Sulfida. Gas-gas beracun tersebut sangat berbahaya terutama menyebabkan iritasi pernafasan, iritasi mata dan berbahaya baik pernafasan kardiovaskular. Penyakit ini selain menimpa manusia juga menimpa binatang ternak. Dengan mengetahui dini kandungan gas beracun tersebut maka resiko penyakit akan berkurang bahkan terhindari. Pada paper ini akan didiskusikan hasil penelitian terkait dengan perancangan dan pembangunan peralatan telemetri untuk gas beracun gunung berapi. Instrumentasi yang dibuat kemudian di validasi dengan Gas Analyzer. Dari hasil pengukuran dan validasi instrumentasi yang dibangun didapatkan hasil RMSE untuk pengukuran CO₂ adalah 0,412, RMSE untuk pengukuran H₂S adalah 0,361 serta RMSE untuk pengukuran SO₂ adalah 0,346.

Kata kunci : telemetri, gas beracun, Gunung Berapi, mitigasi

1. Pendahuluan

Letusan gunung Merapi memberikan efek positif dan negatif. Diantara efek positifnya adalah tanah menjadi lebih subur karena abu vulkanik, sumber daya pasir yang sangat melimpah serta menjadi sadarnya manusia sekitar akan cobaan. Adapun dampak negatifnya adalah adanya korban bencana, rusaknya sebagian perkampungan serta resiko kesehatan yang disebabkan oleh kandungan gas, maupun dikarenakan efek pengungsian. Belum lama musibah merapi dan penanganannya belum usai, muncul musibah baru sekitar bulan Juni 2011, yaitu di Pegunungan Dieng dengan keluarnya Gas CO₂ yang keluar dari kawah.

Setidaknya ada tiga gas beracun yang keluar dari berapi diantaranya sulfur dioksida, karbon dioksida dan hidrogen sulfida.

Pencemaran SO_x menimbulkan dampak terhadap manusia dan hewan, kerusakan pada tanaman terjadi pada kadar sebesar 0,5 ppm. Pengaruh utama polutan Sox terhadap manusia adalah iritasi sistem pernafasan. Beberapa penelitian menunjukkan bahwa iritasi tenggorokan terjadi pada kadar SO₂ sebesar 5 ppm atau lebih bahkan pada beberapa individu yang sensitif iritasi terjadi pada kadar 1-2 ppm. SO₂ dianggap pencemar yang berbahaya bagi kesehatan terutama terhadap orang tua dan penderita yang mengalami penyakit khronis pada sistem pernafasan kardiovaskular[3][5][8].

Individu dengan gejala penyakit tersebut sangat sensitif terhadap kontak dengan SO₂, meskipun dengan kadar yang relatif rendah. Berikut ditampilkan konsentrasi SO₂ dan pengaruhnya.

Tabel 1 : Pengaruh konsentrasi SO₂

Konsentrasi (ppm)	Pengaruh
3 - 5	Jumlah terkecil yang dapat dideteksi dari baunya
8 - 12	Jumlah terkecil yang

	segera mengakibatkan iritasi tenggorokan
20	Jumlah terkecil yang akan mengakibatkan iritasi mata
20	Jumlah terkecil yang akan mengakibatkan batuk
20	M a k s i m u m y a n g diperbolehkan untuk konsentrasi dalam waktu lama
50 - 100	M a k s i m u m y a n g diperbolehkan untuk kontrak singkat (30 menit)
50 - 100	Berbahaya meskipun kontak secara singkat

Hidrogen Sulfida merupakan gas yang tidak berwarna, beracun, dan baunya yang sangat menyengat seperti telur busuk. Gas ini sering muncul pada aktifitas gunung berapi serta gas dalam kadar rendah sekalipun gas ini dapat memicu iritasi pada mata, sementara pada kadar tinggi dapat mengiritasi saluran pernafasan.

Sedangkan gas beracun dari letusan gunung berapi yang kemunculannya sering tidak disadari karena tidak berbau adalah karbon dioksida. Padahal gas ini memiliki berat jenis lebih tinggi dari udara, sehingga mudah terbawa ke tempat yang lebih rendah yakni pemukiman penduduk.

Peningkatan karbon dioksida dapat menimbulkan masalah pernafasan, dengan tingkat keparahan sesuai kadarnya di dalam udara yang terhirup. Pada kadar lebih dari 5 persen gas ini dapat menimbulkan sesak nafas, sedangkan pada kadar lebih 30 persen dapat menyebabkan kematian.

Menurut Otoritas Keselamatan Maritim Australia, "Paparasi berkepanjangan terhadap konsentrasi karbon dioksida yang sedang dapat menyebabkan asidosis dan efek-efek merugikan pada metabolisme kalsium fosforus yang menyebabkan peningkatan endapan

kalsium pada jaringan lunak. Karbon dioksida beracun kepada jantung dan menyebabkan menurunnya gaya kontraktile. Pada konsentrasi tiga persen berdasarkan volume di udara, ia bersifat narkotik ringan dan menyebabkan peningkatan tekanan darah dan denyut nadi, dan menyebabkan penurunan daya dengar. Pada konsentrasi sekitar lima persen berdasarkan volume, ia menyebabkan stimulasi pusat pernapasan, pusing-pusing, kebingungan, dan kesulitan pernapasan yang diikuti sakit kepala dan sesak napas. Pada konsentrasi delapan persen, ia menyebabkan sakit kepala, keringatan, penglihatan buram, tremor, dan kehilangan kesadaran setelah paparan selama lima sampai sepuluh menit[14].

Oleh karena bahaya bagi kesehatan, Administrasi Kesehatan dan Keselamatan Kerja Amerika Serikat menyatakan bahwa paparan rata-rata untuk orang dewasa yang sehat selama waktu kerja 8 jam sehari tidak boleh melebihi 5.000 ppm (0,5%). Batas aman maksimum untuk balita, anak-anak, orang tua, dan individu dengan masalah kesehatan kardiopulmonari (jantung dan paru-paru) secara signifikan lebih kecil. Untuk paparan dalam jangka waktu pendek (di bawah 10 menit), batasan dari Institut Nasional untuk Kesehatan dan Keamanan Kerja Amerika Serikat (NIOSH) adalah 30.000 ppm (3%). NIOSH juga menyatakan bahwa konsentrasi karbon dioksida yang melebihi 4% adalah langsung berbahaya bagi keselamatan jiwa dan kesehatan[15][16].

Gambaran-gambaran ini berlaku untuk karbon dioksida murni. Dalam ruangan tertutup yang dipenuhi orang, konsentrasi karbondioksida akan mencapai tingkat yang lebih tinggi daripada konsentrasi di udara bebas. Konsentrasi yang lebih besar dari 1.000 ppm akan menyebabkan ketidaknyamanan terhadap 20% penghuni dan ketidaknyamanan ini akan meningkat seiring dengan meningkatnya konsentrasi CO_2 . Ketidaknyamanan ini diakibatkan oleh gas-gas yang dikeluarkan sewaktu pernapasan dan

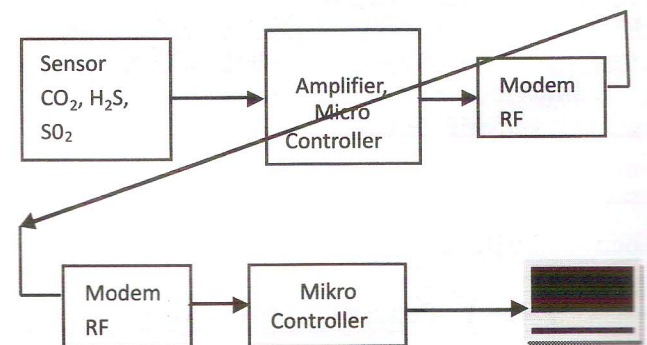
keringatan manusia, bukan oleh CO_2 . Pada konsentrasi 2.000 ppm, mayoritas penghuni akan merasakan ketidaknyamanan yang signifikan dan banyak yang akan mual-mual dan sakit kepala. Konsentrasi CO_2 antara 300 ppm sampai dengan 2.500 ppm digunakan sebagai indikator kualitas udara dalam ruangan[17].

Dalam rangka untuk penanganan serta mitigasi akibat adanya gas-gas tersebut akan lebih baik kalau gas-gas tersebut dideteksi dini. Untuk deteksi dini gas beracun tersebut diperlukan sistem informasi gas beracun. Sistem informasi gas beracun ini akan memberikan kandungan gas beracun diwilayah dan permukiman tertentu.

1. Metodologi Penelitian

Menurut teori, banyak sekali teknik-teknik yang digunakan untuk telemetri tersebut. Dari sisi radio, dapat menggunakan modulasi analog baik AM maupun FM. Dapat juga menggunakan modulasi digital baik ASK, FSK maupun PSK. Modulator berperan untuk mengubah isyarat informasi agar dapat dikirimkan melalui udara dengan menggabungkan dengan isyarat pembawa[1][2][4].

Gambar 1 menunjukkan blok diagram sistem telemetri gas beracun.



Gambar 1: Blok diagram sistem telemetri gas beracun

Untuk kinerja ketiga modulator tersebut dirumuskan sebagai berikut[11][12]:

Untuk ASK:

$$P_e = Q(\sqrt{E_b/N_0}) \dots\dots\dots (1)$$

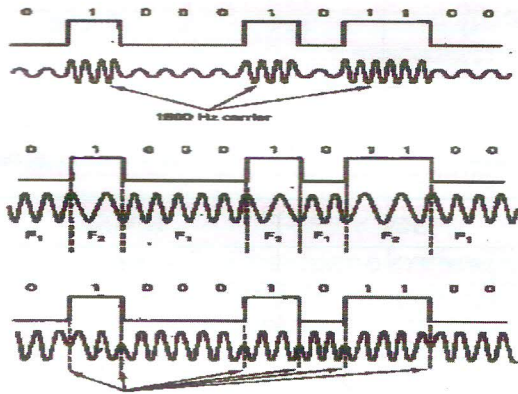
Untuk FSK:

$$P_e = Q(\sqrt{1,21 \times E_b/N_0}) \dots\dots\dots (2)$$

Untuk PSK:

$$P_e = Q(\sqrt{2 \times E_b/N_0}) \dots\dots\dots (3)$$

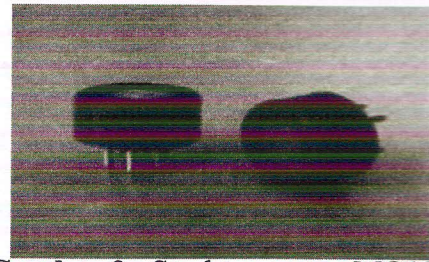
Gambar 2 menunjukkan gelombang ASK, FSK Mapun PSK.



Gambar 2 : Gelombang ASK, FSK dan PSK

Pada penelitian ini modem yang digunakan adalah FSK karena modem tersebut yang paling banyak di pasaran lokal dalam negeri serta mudah diintegrasikan dengan pemancar FM.

Pada desain ini menggunakan dua sensor, yaitu sensor gas CO₂ dengan menggunakan tgs 4161, sedangkan sensor gas H₂S dan SO₂ adalah MQ136. Sensor MQ136 merupakan sensor yang dirancang untuk mendeteksi gas hydrogen sulfide dengan konsentrasi maksimal 100 ppm. Sensor MQ136 memiliki 6 pin, 4 pin untuk mengambil sinyal dan 2 lainnya untuk menyediakan panas. Struktur dan konfigurasi MQ136 ditunjukkan pada Gambar 3.



Gambar 3 : Struktur sensor MQ136

Untuk mendapatkan nilai Rs saat sensor bekerja atau sistem dihidupkan menggunakan persamaan:

$$R_s = \frac{V_{cc} \times R_L}{V_{out}} - R_L \dots\dots\dots (4)$$

Perubahan nilai Rs ini sangat mempengaruhi besarnya konsentrasi gas karbon monoksida di udara.

Bagian perangkat lunak peralatan ini meliputi perangkat lunak untuk mikrokontroler sebagai kendali utama dan perangkat lunak untuk tampilan hasil pengukuran gas beracun agar mudah dibaca.

Untuk tampilan hasil pengukuran digunakan software visual basic. Visualisasi tampilan dapat dilihat pada Gambar 4.



Gambar 4 : Visualisasi tampilan hasil pengukuran.

Selain kuantitas gas beracun dalam satuan ppm, juga divisualisasikan lampu merah dan hijau akan menyala. Lampu merah menyala apabila terdapat Gas Beracun yang melebihi batas ambang dan lampu hijau akan menyala bila tidak ada gas beracun atau gas beracun dengan konsentrasi sangat rendah.

1. Pengujian dan pembahasan

Pengujian validasi peralatan dengan cara dibandingkan dengan pengukuran menggunakan gas analyzer komersial. Tabel 2 Tabel 3, dan table 4 berturut-turut merupakan hasil pengukuran CO₂, H₂S, dan SO₂ dengan menggunakan gas analyzer dan instrumentasi yang dibuat.

Tabel 2 : Pengujian Telemetri CO₂

Pengujian ke	Telemetri (PPM)	Gas analyzer (PPM)
1	12	11
2	23	23
3	32	33
4	45	45
5	56	56
6	64	65
7	74	76
8	85	88
9	91	90
10	98	98

Tabel 3 : Pengujian Telemetri H₂S

Pengujian ke	Telemetri (PPM)	Gas analyzer (PPM)
1	24	26
2	35	35
3	46	46
4	67	68
5	89	88
6	97	97
7	102	103
8	116	117
9	145	144
10	158	160

Tabel 4 : Pengujian Telemetri SO₂

Pengujian ke	Telemetri (PPM)	Gas analyzer (PPM)
1	18	20
2	34	33
3	53	53
4	73	73
5	88	90
6	97	98
7	109	110
8	123	122
9	135	135
10	151	151

Tabel 5 : Nilai RMSE Untuk CO₂, H₂S dan SO₂

Gas	RMSE
CO ₂	0.412
H ₂ S	0.361
SO ₂	0.346

Dari hasil pengukuran didapat perbedaan antara telemetri dengan gas analyzer komersial. Untuk pengukuran CO₂ terjadi Root Mean Square Error (RMSE) sebesar 0.412, Untuk pengukuran H₂S terjadi RMSE sebesar 0,361 serta RMSE untuk SO₂ adalah 0,346. Terdapatnya perbedaan atau prosentase kesalahan ini disebabkan oleh toleransi komponen beserta tingkat sensitifitas sensor yang digunakan. Adapun nilai RMSE sangat kecil sehingga peralatan ini dapat dipergunakan untuk kepentingan pengukuran dalam rangka mitigasi bencana.

4. Kesimpulan

Pada penelitian ini instrumentasi telemetri telah dirancang dan dibangun. Dari hasil uji disimpulkan bahwa alat ini mempunyai nilai RMSE yang kecil yakni 0,412% untuk CO₂, 361 untuk SO₂ dan 0,346 untuk H₂S.

5. Daftar Pustaka

- [1] D. Turgis, R. Puers, "**Image compression in video radio transmission**", Sensors and Actuators A:Physical, vol. 123-124, 23 September 2005, pp. 129-136
- [2] H. Shuguang, C. Baoyong and W. Zhihua, "**A 4.0-mW 2-Mbps Programmable BFSK Transmitter**", Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium IEEE, IEEE 2006
- [3] <http://www.detikhealth.com/read/2010/11/05/110531/1486756/763/waspadai-ancaman-gas-beracun-di-balik-hujan-abu-merapi>
- [4] Hwei HSU, **Komunikasi Analog dan Digital**, Penerbit Erlangga jakarta, 2006
- [5] Journal of Pharmacological and Toxicological Methods, Vol.30, No.4, 209-215, 1993.
- [6] K.Kramer, S.Vanacker, H.P.Voss, J.A.Grimbergen, W.J.Vandervijgh and A.Bast, "**Use of Telemetry to Record Electrocardiogram and Heart-Rate in Freely Moving Mice**," 13 June 2006 p 4.
- [7] M. Delvaux, G. Gay, "**Capsule endoscopy in 2005: Facts and Perspectives**", Best Practice & Research Clinical Gastroenterology
- [8] Ratdomopurbo, **Kasus Merapi: Peranan Pengukuran Deformasi dalam Prediksi Erupsi Merapi**, Sosialisasi Bidang Geologi, Bandung 2006.
- [9] Wu Zhengyi, "**Medium or Large Capacity Telemetry Data Collecting and Real-Time Processing with DMA Method**," Journal of Data Acquisition and Processing, Vol.8, No.3, 212-217, 1993.
- [10] Zhang Fengchen and Ni Hongbin, "**Airborne Programmable Telemetry Data Acquisition System**", Telemetry and Telecontrol, Vol.26, No.4, 9-12, 2001.
- [11] V. Lahr, B. Hespeler, H. Lienhart, K. Schieber, "**High data rate QPSK modulator**", in *proceedings of ESA 3rd international workshop on Tracking, Telemetry and Command systems for space application*, Darmstadt, pp 241-246, September 2004.
- [12] C. Boulanger & al., "**X Band MMIC direct phase shift keying modulator for high data rate earth observation applications**", in *proceedings of 30th European Microwave Conference*, 2000.
- [13] M. Zoyo & al., "**X-band 22 W SSPA for earth observation satellite**", in *proceedings of GAAS*, 2010
- [14] Davidson, Clive. 7 February 2003. "**Marine Notice: Carbon Dioxide: Health Hazard**". Australian Maritime Safety Authority, 2003
- [15] Occupational Safety and Health Administration. Chemical Sampling Information: Carbon Dioxide, 2008
- [16] Lambertsen, C. J. "**Carbon Dioxide Tolerance and Toxicity**". *Environmental Biomedical Stress Data Center, Institute for Environmental Medicine, University of Pennsylvania Medical Center* (Philadelphia, PA) IFEM Report No. 2-71, 2008
- [17] Glatte Jr H. A., Motsay G. J., Welch B. E. (1967). "**Carbon Dioxide Tolerance Studies**". *Brooks AFB, TX School of Aerospace Medicine Technical Report SAM-TR-67-77*, 2008

UCAPAN TERIMA KASIH

Pada volume 12 tahun 2012, Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi mengundang Mitra Bestari untuk berpartisipasi dalam penelaahan naskah yang masuk ke redaksi pelaksana. Partisipasi dari Dewan Editor ini diperlukan untuk menjamin bahwa naskah yang akan diterbitkan ditelaah oleh para ahli dalam bidang yang bersangkutan.

Mitra Bestari yang turut berpartisipasi dalam edisi ini adalah:

No.	Nama	Jabatan dan Instansi
1.	Prof. Dr. Masbah R. T. Siregar	Peneliti di Pusat Penelitian Fisika LIPI, PUSPITEK Serpong.
2.	Dr. Edy Supriyanto, S.Si, M.Si	Ketua Jurusan Fisika, Fakultas MIPA, Universitas Negeri Jember (UNEJ). → Utara

Untuk itu, kami pengelola Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi mengucapkan terimakasih yang sebesar-besarnya dan kami berharap bahwa kerja sama dan partisipasinya dapat berlanjut di waktu yang akan datang.



Artikel yang diajukan dinilai oleh Dewan Penyunting dan Mitra Bestari. Artikel dikirimkan ke redaksi dalam bentuk hardcopy (2 eksemplar) dan disertai soft copy yang ditulis dalam program Microsoft Word Format 1997 atau 2000).

Sistematika. Artikel yang berupa penelitian disusun dengan sistematika sbb:

- Judul, Nama Penulis, Abstrak.
1. Pendahuluan (berisi latar belakang permasalahan dan tujuan penulisan).
 2. Metodologi.
 3. Hasil dan Pembahasan
 4. Kesimpulan dan Saran (jika ada)
Ucapan terimakasih (jika ada)
Daftar Pustaka.

Revisi. Semua artikel ditelaah secara anonim oleh mitra bestari. Redaksi berhak menyempurnakan kalimat, tanpa merubah maksud dari kalimat. Penulis artikel diberi kesempatan untuk melakukan revisi atas dasar rekomendasi dari mitra bestari atau redaksi. Panjang artikel maksimal 7 halaman A4.

Bahasa. Artikel ditulis dalam bahasa Indonesia atau bahasa Inggris.

Format. Artikel ditulis dalam bentuk ketikan satu spasi, font 12 *Time New Roman* dalam dua kolom di atas kertas A4 (210 mm x 297 mm) dengan margin kiri 2,5 cm, dan margin kanan 1,5 cm, margin atas 3 cm, dan margin bawah 2,5 cm. Setiap halaman diberi nomor halaman. Khusus untuk judul (font 16), nama penulis (font 12), tempat penelitian/tempat bekerja penulis (font 12) dan abstrak dicetak miring menggunakan (font 10) ditulis dalam kolom tunggal, termasuk kata kuncinya.

Judul Artikel. Spesifikasi dan efektif, dan ditulis dalam bahasa Indonesia (maksimum 14 kata) dan bahasa Inggris (maksimum 10 kata).

Nama Penulis. Ditulis lengkap (tanpa gelar akademik sebutan apapun) disertai nama lokasi penelitian atau tempat penulis bekerja di bawah judul artikel serta alamat email.

Abstrak. Ditulis dalam bahasa Indonesia dan bahasa Inggris yang masing-masing diusahakan sekitar 120 kata, yang secara singkat memberikan gambaran aspek penting dan hasil pokok penelitian serta kesimpulannya.

Abstrak dilengkapi kata kunci yang sesuai (4 kata kunci).

Tabel dan gambar. Harus diberi nomor secara berurutan sesuai dengan urutan pemunculannya dan diacu dalam artikel. Setiap gambar dan tabel perlu judul singkat yang diletakkan di atas untuk tabel dan diletakkan di bawah untuk gambar.

Daftar Pustaka. Disusun dengan tata cara seperti contoh berikut ini dan diurutkan secara kronologis, dengan diberi nomor [1].

- Buku: Penulis (tahun). **Judul Buku** (cetak tebal). Penerbit.
- Jurnal: Penulis (tahun). **Judul Tulisan** (cetak tebal). *Nama Jurnal* (cetak miring). **Volume** (cetak tebal). Nomor. Halaman.
- Paper dalam prosiding: Penulis (tahun). **Judul Tulisan** (cetak tebal). *Nama Seminar* (cetak miring). Tanggal Seminar. Halaman.
- Tesis/Tugas Akhir: Penulis (tahun). **Judul Tesis/Tugas Akhir** (cetak tebal). Tesis/Tugas Akhir. Universitas.
- Engineering Standard: Penulis (Tahun). **Nama Dokumen** (cetak tebal). Tempat.
- Manual Laboratorium: Judul Manual (Tahun). **Nama Buku Manual** (cetak tebal). Penerbit.

Daftar pustaka yang ditulis hanya memuat sumber-sumber yang dirujuk di dalam artikel, minimal 5 pustaka 10 tahun terakhir.

Daftar pustaka diacu dalam artikel dan penulisan pustaka dalam sub bab artikel ditulis dengan angka sesuai dengan urutan kemunculannya.



Jurnal
Elektronika dan Telekomunikasi

PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI - LIPI

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