

JURNAL

ISSN 1411-8289

Elektronika dan Telekomunikasi

VOLUME 8, NOMOR 2

Juli – Desember 2008

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



LIPI

PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI
LEMBAGA ILMU PENGETAHUAN INDONESIA

J. El. Kom	Vol. 8	No. 2	Hal. 55 - 128	Bandung Juli 2008	ISSN 1411-8289
------------	--------	-------	---------------	----------------------	-------------------

JURNAL Elektronika dan Telekomunikasi

SUSUNAN REDAKSI

Penanggung Jawab : Kepala Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

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

**Redaksi Pelaksana
Ketua** : Ir. Yuyu Wahyu, MT

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

Sirkulasi : Poppy Sumarni

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

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

DAFTAR ISI

Kata Pengantar

1. Analisa Teori dan Numerik Pembebanan Resistif terhadap Kestabilan Impedansi input Antena GPR di atas Permukaan Tanah 55-60
(*A. Adya Pramudita, Kurniawan, A. B Suksmono dan A. Andaya L*)
2. Discriminator pada Audio Demodulator Analog Satelit Receiver 61-64
(*Fredrika. H. Kana*)
3. Indikasi dan Interpretasi Pola Target pada Sistem Radar di Bawah Permukaan Tanah 65-69
(*Nana Rachman, Luthfi Kurniadi, Sugihartono, Hendrawan, dan AB Suksmono*)
4. Karakterisasi Resistansi Versus Temperatur Terhadap Lapisan Tipis ZnO dan SnO₂ Hasil Penumbuhan dengan Teknik Sputtering 70-75
(*Lilis Retnaningsih dan I Dewa Putu Hermida*)
5. Model Pengatur Lampu Lalu Lintas dengan Metal Detektor Berbasis Mikrokontroler ATMega 8535 76-80
(*Yaya Sulaeman, Asep Yudi H dan Iqbal Syamsu*)
6. Optimasi Desain Filter Optik Jenis Parallel Cascaded Microring Resonator (PCMR) dengan menggunakan Metoda Transfer Matrix dan Signal Flow Graph 81-87
(*Dadin Mahmudin dan Iip Syarif. H*)
7. Pengaruh Jarak antar FeedPoint dalam Meningkatkan Akurasi Footprint Antena GPR 88-92
(*Yudi Yuliyus M, Yuyu Wahyu, Folin O, A.A Lestari, A. Kurniawan, Sugihartono,*)
8. Pengkode Sinyal Suara pada Laju 4 kbps : Menggunakan Model Sinusoida Segmen Antar Puncak 93-98
(*Suhartono Tjondronegoro, Florentinus Budi Setiawan*)
9. Rancang Bangun Rectifier Antena 890 915 MHz 99-105
(*Asep Yudi Hercuadi, Yuyu Wahyu dan A Tenri Pakkua*)
10. Restorasi Citra Digital dengan Pendekatan Spin Glass Markov Random Field 106-113
(*Kusworo Adi, A.B Suksmono dan Tati L.R Mengko*)
11. Sinyal kode Berbasis Derau dan Intensitas Daya Optik untuk Sensor dalam Sistem Keamanan Ruang 114-121
(*Syamsu Ismail dan Deni Permana*)
12. Tuner pada Analog Satellit Receiver 122-125
(*Fredrika H. Kana*)
13. Indeks Elektronika dan Telekomunikasi
Volume 8 No. 1. Januari Juni 2008
No. 2. Juli Desember 2008
 - A. Indeks Pengarang 126
 - B. Indeks Judul Makalah 126
 - C. Indeks Kata Kunci 127
 - D. Key Words Indeks 128

KATA PENGANTAR

Assalamu'alaikum Warahmatullahi Wabarakatuh.

Salam Sejahtera untuk kita semua

Pembaca Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi yang budiman

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

Pada terbitan Volume 8 nomor 2 tahun 2008 ini meliputi bidang komponen mikroelektronika, bidang elektronika dan bidang telekomunikasi sesuai dengan bidang kompetensi kami dengan judul-judul antara lain :

Analisa Teori dan Numerik Pembebanan Resistif terhadap Kestabilan Impedansi input Antena GPR di atas Permukaan Tanah, Discriminator pada Audio Demodulator Analog Satelit Receiver, Indikasi dan Interpretasi Pola Target pada Sistem Radar di Bawah Permukaan Tanah, Karakterisasi Lapisan ZnO dan SnO₂ dengan Teknologi Sputtering sebagai Bahan Sensitif pada Sensor Gas CO, Model Pengatur Lampu Lalu Lintas dengan Metal Detektor Berbasis Mikrokontroler ATmega 8535, Optimasi Desain Filter Optik Jenis ParallelCascaded Microring Resonator (PCMR) dengan menggunakan Metoda Transfer Matrix dan Signal Flow Graph, Pengaruh Jarak antar feedPoint dalam Meningkatkan Akurasi Footprint, Pengkode Sinyal Suara pada Laju 4 kbps : Menggunakan Model Sinusoida Segmen Antar Puncak, Rancang Bangun Rectifier Antena 890 915 MHz, Restorasi Citra Digital dengan Pendekatan Spin Glass Markov Random Field, Sinyal kode Berbasis Derau dan Intensitas Daya Optik untuk Sensor dalam Sistem Keamanan Ruangan, Tuner pada Analog Satellit Receiver.

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

Redaksi

Analisa Teori dan Numerik Pengaruh Pembebanan Resistif terhadap Kestabilan Impedansi Input Antena GPR di atas Permukaan Tanah

A. Adya Pramudita^{1,2}, Kurniawan¹, A. Bayu Suksmono¹, A. Andaya Lestari¹

¹International Research Centre for Telecommunications and Radar Indonesian Branch (IRCTR-IB) STEI - ITB,
Jl. Ganesha 10 Bandung 40132, Indonesia

²Unika Atmajaya Jakarta Indonesia
pramudita@atmajaya.ac.id

Abstract

In a GPR system, antennas are usually located very close to the ground surface. As a result, the antenna characteristics are influenced by the ground. The antenna characteristic may vary with the change of the soil conditions. When the optimum power transfer from generator to the antenna is considered critical, an antenna with stable input impedance or one with capability to control the input impedance is needed. In this paper, theoretical analysis has been conducted and numerical analysis has been performed to investigate the effect of resistive load to the input impedance stability of the antenna above ground surface. The effect of resistive load that is added at the end of the microstrip dipole arm has been investigated. The result of theoretical and numerical analysis, show that the antenna input impedance remains relatively stable above different ground type by applying resistive loading.

Keywords : GPR, antenna, input impedance, resistive loading

Abstrak

Pada Sistem GPR, antena pada umumnya diletakkan sangat dekat dengan permukaan tanah. Hal ini menyebabkan karakteristik antena sangat dipengaruhi oleh kondisi tanah. Karakteristik antena sangat mungkin untuk bervariasi dengan adanya variasi kondisi tanah. Saat transfer daya maksimum dari generator ke antena merupakan pertimbangan yang kritis, maka diperlukan antena dengan impedansi input yang relative stabil pada kondisi tanah yang berbeda-beda, atau antena yang memiliki kemampuan mengatur impedansi inputnya untuk mengkompensasi pengaruh variasi kondisi tanah untuk sistem GPR. Pada paper ini, analisa teori dan numerik telah dilakukan untuk mengkaji pengaruh pembebanan resistif terhadap kestabilan impedansi input antena diatas tanah. Dampak pembebanan resistif pada ujung-ujung lengan mikrostrip dipole telah diselidiki. Hasil analisa teori dan numerik menunjukkan bahwa pembeban resistif meningkatkan kestabilan impedansi input antena pada beberapa kondisi tanah yang berbeda.

Kata Kunci : beban resistif, antena array, GPR, impedansi input

1. Pendahuluan

Sistem GPR digunakan untuk mendeteksi objek-objek yang terkubur dibawah permukaan tanah. GPR telah banyak diaplikasikan dalam berbagai bidang seperti geofisika, arkeologi, teknik sipil, teknik lingkungan, teknologi militer dan lain-lainnya[1].

Antena sebagai pemancar atau penerima memegang peran penting dalam sistem GPR. Antena biasanya diletakkan sangat dekat dengan permukaan tanah untuk tujuan meningkatkan

efektifitas pentranmisian gelombang elektromagnetik ke dalam tanah. Dengan situasi seperti, karakteristik antena menjadi terpengaruh oleh sifat listrik dari tanah dan sekitarnya. Permasalahan utama yang muncul adalah karakteristik antena menjadi berubah-ubah karena perubahan karakteristik tanah dari satu tempat ke tempat yang lain[2,3,4,5]. Antena dengan karakteristik yang relative stabil diperlukan untuk mempertahankan kinerja antenna agar tetap optimal [2, 6].

Variasi impedansi input yang disebabkan oleh perubahan atau variasi kondisi tanah menjadi suatu permasalahan dalam mempertahankan kondisi matching pada port input antenna. Saat transfer daya optimum dari generator ke antenna merupakan pertimbangan yang kritis, maka diperlukan antenna dengan impedansi input yang relatif stabil pada kondisi tanah yang berbeda-beda, atau antenna yang memiliki kemampuan mengatur impedansi inputnya untuk mengkompensasi pengaruh variasi kondisi tanah untuk sistem GPR.

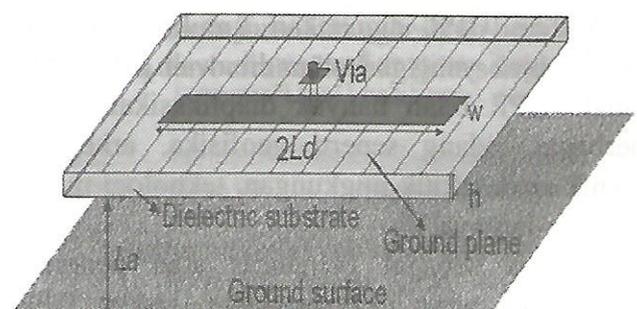
Antena Dielectric filled TEM Horn telah dirancang dan diukur sebagai antenna untuk aplikasi GPR [7]. Antena tersebut tidak terlalu sensitif terhadap interferensi elektromagnetik dan menunjukkan karakteristik yang stabil pada elevasi yang beragam terhadap permukaan tanah. Bahan dielektrik pengisi, dipilih yang memiliki konstanta dielektrik mendekati konstanta dielektrik tanah dimana objek diperkirakan terkubur. Hal ini memperkecil mismatch antara antenna dengan medium tanah. Kemampuan antenna ini dapat dikembangkan agar mampu mengatasi variasi kondisi tanah, dengan memberikan mekanisme penggantian dielektrik pengisi namun metode tersebut memiliki kompleksitas tinggi untuk direalisasikan. Untuk membuat antenna dengan karakteristik yang tidak sensitif terhadap pengaruh tanah maka perancangan antenna dielectric-loaded horn-fed bowtie antenna diusulkan pada [8]. Dengan menjauhkan titik catu dari permukaan tanah maka karakteristik impedansi input antenna tidak terlalu dipengaruhi oleh kondisi tanah. Material dielektrik dengan rugi-rugi rendah digunakan untuk mengisi ruang antara titik catu dengan permukaan tanah. Selain untuk menjauhkan titik catu dari permukaan tanah material dielektrik tersebut digunakan untuk mengurangi pantulan dari permukaan tanah. Struktur antenna wire bowtie dengan sudut flare yang dapat diatur diusulkan untuk mengatur impedansi input [5]. Struktur antenna yang diusulkan pada penelitian tersebut

memungkinkan pengaturan sudut flare secara elektronik.

Pada bab ini, pembebanan resistif terhadap antenna diteliti sebagai metode untuk meningkatkan kestabilan impedansi input antenna diatas tanah dengan kondisi yang berbeda-beda. Konsep ini dikembangkan dari sebuah hipotesa yaitu saat tanah dapat dimodelkan sebagai beban terhadap antenna, maka efek dari beban tersebut dapat dikurangi dengan menambahkan beban paralel yang memiliki nilai lebih kecil. Pada penelitian ini dilakukan analisa terhadap antenna microstrip dipole secara teori dan numerik. Analisis teori dikembangkan dengan basis model saluran transmisi dan metode moment digunakan sebagai metode analisa numerik.

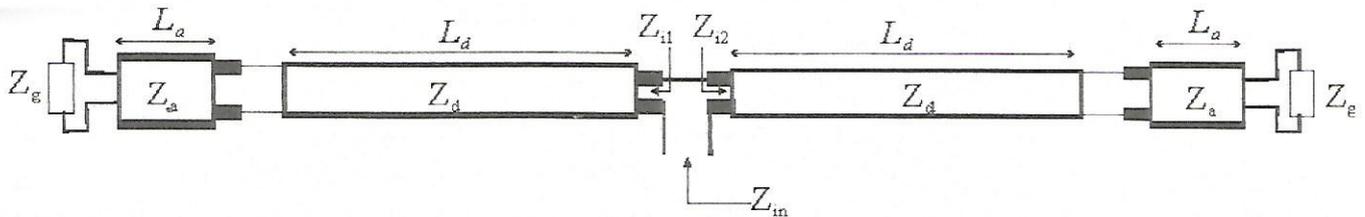
2. Analisa Teori

Hipotesis yang telah dipaparkan pada bagian pendahuluan dievaluasi dengan memodelkan antenna microstrip dipole pada gambar 1 dengan model saluran transmisi. Model saluran transmisi dari antenna pada gambar 1 ditunjukkan pada gambar 2. Pembebanan terhadap antenna telah diteliti dan diusulkan untuk beberapa keperluan pada aplikasi GPR. Beberapa profil pembebanan telah diusulkan untuk mengurangi level ringing [2,9]. Pembebanan resistif/kapasitif juga diterapkan untuk meningkatkan bandwidth antenna [10]. Pembebanan resistif juga diusulkan sebagai metode penekanan level coupling antar elemen pada array pada [11]. Keuntungan lain dari penerapan pembebanan resistif pada antenna untuk



Gambar 1: Antena Microstrip Dipole diatas Permukaan Tanah

aplikasi GPR, telah dikaji pada penelitian ini. Untuk meningkatkan stabilitas impedansi input antenna maka beban resistif ditambahkan pada tiap-tiap ujung lengan antenna modified dipole.



Gambar 2 : Model Saluran Transmisi untuk Antena Modified Dipole pada Gambar 1

Antena modified dipole dengan panjang total $2L_d$, yang diletakkan diatas permukaan tanah dengan elevasi L_a dan Z_g adalah impedansi intrinsik dari medium tanah, maka model saluran transmisi dari antenna tersebut ditunjukkan pada gambar .2. Setiap lengan dari modified dipole dimodelkan sebagai saluran transmisi dengan impedansi karakteristik Z_d , dimana Z_d dapat dihitung dengan formula seperti berikut.

$$Z_d = \frac{120}{2\sqrt{2(1+\epsilon_r)}} \left(\ln \left(\frac{4h}{w} + \sqrt{\left(\frac{4h}{w} \right)^2 + 2} \right) - 0.5 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(\ln 0.5\pi + \epsilon_r^{-1} \ln 4\pi^{-1} \right) \right) \quad (1)$$

Dimana w adalah lebar dari strip ,dan h adalah ketebalan substrat dielektridimana ϵ_r adalah konstanta dielektrik dari substrat. Z_g adalah impedansi intrinsik dari medium tanah dibawah antenna. Dengan asumsi bahwa medium tanah adalah homogen dan isotropis dan memiliki permittivitas ϵ_r , permeabilitas μ_r dan conductivitas σ_r , maka Z_g pada frekuensi f adalah :

$$Z_g(f) = \sqrt{\frac{\mu_o \mu_{rs}}{\epsilon_o \epsilon_{rs} - j \frac{\sigma_s}{2\pi f}}} \quad (2)$$

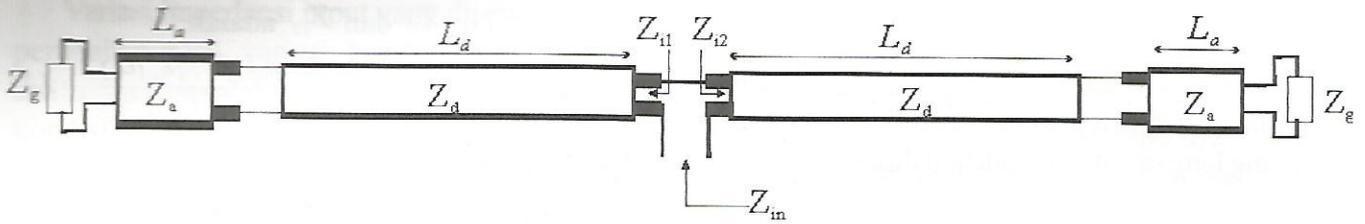
Z_a adalah impedansi intrinsik udara yang ada antara antenna dengan permukaan tanah. Sehingga beban yang dirasakan oleh antenna, bersesuaian dengan efek tanah dibawah antenna dapat dihitung sebagai berikut :

$$Z_{L_d}(f) = \frac{120\pi Z_g(f) + j120\pi^2 \tan(2\pi(\mu_o \epsilon_o)^{-0.5} fL_a)}{120\pi + jZ_g(f) \tan(2\pi(\mu_o \epsilon_o)^{-0.5} fL_a)} \quad (3)$$

Sehingga nilai Z_{i1} dan Z_{i2} adalah

$$Z_{i1}(f) = \frac{Z_d Z_{L_d}(f) + jZ_d^2 \tan(2\pi(\mu_o \epsilon_o)^{-0.5} \sqrt{\epsilon_e} fL_d)}{Z_d + jZ_{L_d}(f) \tan(2\pi(\mu_o \epsilon_o)^{-0.5} \sqrt{\epsilon_e} fL_d)} \quad (4)$$

Z_{in} adalah impedansi total dari Z_{i1} dan Z_{i2} . Impedansi input dari antenna diatas permukaan tanah dapat dihitung dengan (4). Persamaan tersebut mengindikasikan bahwa impedansi input antenna sangat dipengaruhi oleh nilai Z_g . Z_g yang merepresentasikan karakteristik tanah akan dirasakan oleh antenna sebagai ZL_d . Pada penelitian ini antenna diletakkan diatas tiga kondisi tanah yang berbeda-beda yaitu, tanah pasir kering ($\epsilon_r = 4, \sigma = 0.004$ S/m), tanah lempung kering ($\epsilon_r = 16, \sigma = 0.03$ S/m), dan tanah lempung basah ($\epsilon_r = 25, \sigma = 0.06$ S/m). Dimensi dari microstrip dipole adalah $L_d = 30$ cm, $w = 3$ mm dan substrat dielektrik memiliki ketebalan 3 mm dan konstanta dielektrika relatif adalah 4. Gambar 4a, 4b menunjukkan bahwa impedansi input antenna berubah secara signifikan saat diletakkan pada tanah yang lebih berat seperti tanah lempung terutama yang basah. Variasi impedansi input antenna dapat dikurangi dengan menambahkan beban resistif R yang memiliki nilai lebih kecil dibanding ZL_d secara paralel terhadap ZL_d . Secara fisik, beban resistif diletakkan pada ujung lengan-lengan microstrip dipole. Kemudian model saluran transmisi dari antenna dirubah seperti ditunjukkan pada gambar 3. Gambar 5a, 4b menunjukkan bahwa impedansi input antenna relatif stabil diatas tiga kondisi tanah yang berbeda-beda dengan menerapkan pembebanan resistif. Pembebanan resistif pada ujung lengan-lengan modified dipole, dapat digunakan untuk



Gambar 2 : Model Saluran Transmisi untuk Antena Modified Dipole pada Gambar 1

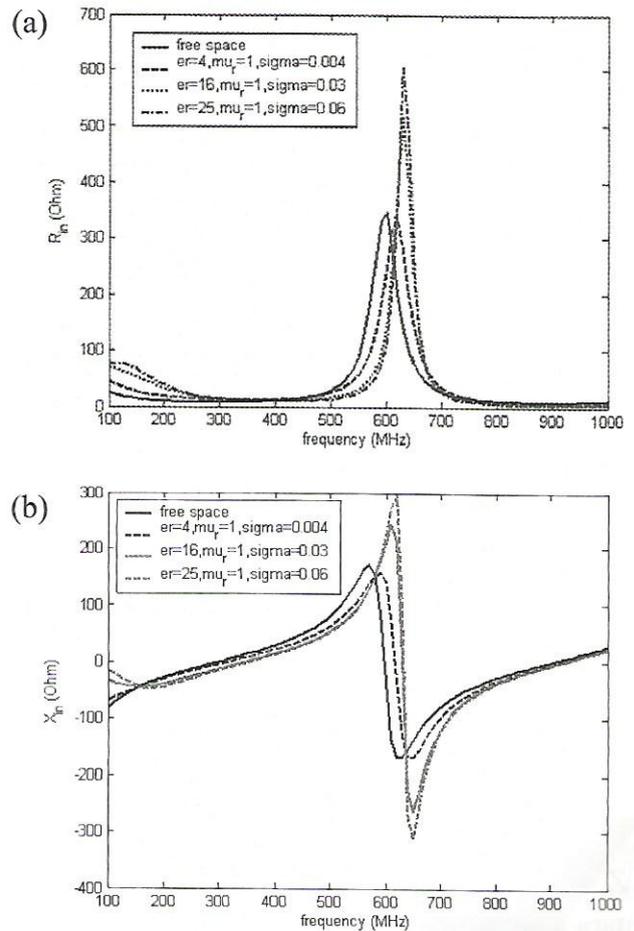
mendapatkan impedansi input yang stabil. Beban resistif dengan nilai yang lebih rendah, memberikan stabilitas impedansi input yang lebih baik dari pada beban resistif dengan nilai yang lebih tinggi. Dari gambar 6 nampak bahwa resistor 50 ohm memberikan impedansi input yang lebih stabil disbanding resistor 150 Ohm. Stabilitas nilai impedansi input juga terjadi pada kawasan frekuensi dengan rentang yang lebar. Dengan menambahkan resistor maka variasi nilai impedansi input antena pada kawasan frekuensi menjadi kecil. Hal ini menunjukkan bahwa antena memiliki bandwidth yang lebar, sehingga dapat dipahami hal ini menjadi latarbelakang penerapan pembebanan untuk meningkatkan bandwidth antena.

3. Analisa Numerik

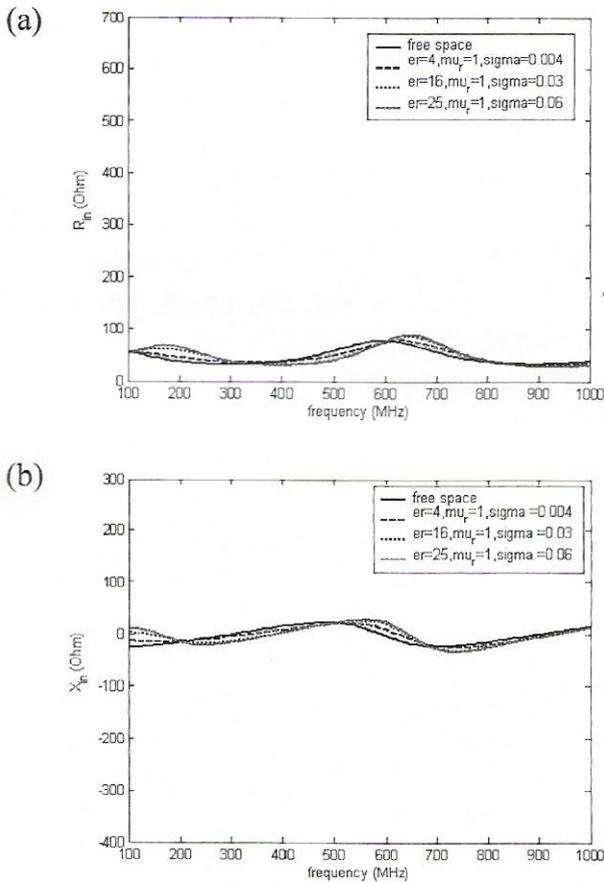
Analisa numerik telah dilakukan untuk memvalidasi hasil analisis teoritis pada subbab 2. Antena pada gambar 1 telah dianalisa menggunakan metode moment. Pertama, simulasi dilakukan diatas tiga kondisi tanah yang berbeda tanpa menerapkan pembebanan resistif. Hasil simulasi ditunjukkan pada gambar 7a. Kemudian, yang kedua, simulasi dilakukan diatas tiga kondisi tanah yang berbeda dengan menerapkan pembebanan resistif. Hasil simulasi ditunjukkan pada gambar 7b. Hasil simulasi pada gambar 7 menunjukkan kesimpulan yang sama dengan hasil analisis teoritis pada subbab 2. Impedansi input antena menjadi tidak terlalu sensitif terhadap variasi kondisi tanah.

Konsekuensi dari pembebanan resistif adalah menurunnya efisiensi[2,7,8]. Namun dilain pihak, impedansi input yang stabil juga penting bagi

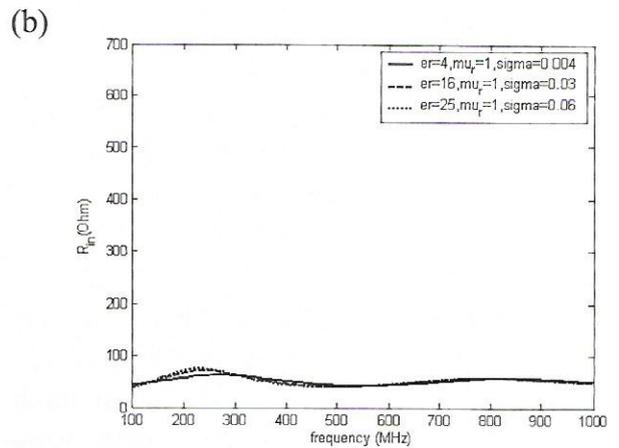
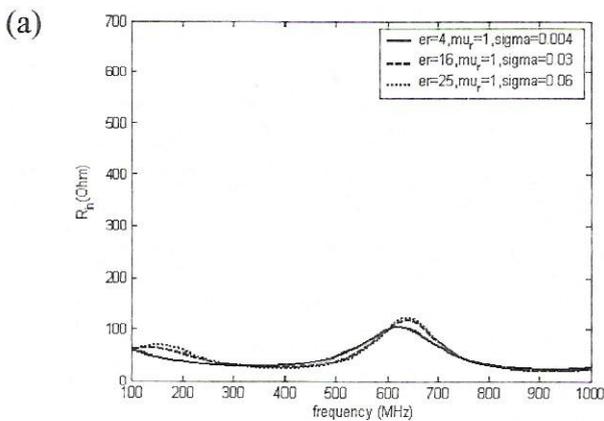
aplikasi GPR. Sehingga walaupun menurunkan efisiensi antena, pembebanan resistif relevan digunakan untuk membuat impedansi input antena stabil sehubungan dengan permasalahan variasi kondisi tanah. Menurunnya efisiensi antena dapat diatasi dengan menaikkan daya atau dengan postprocessing.



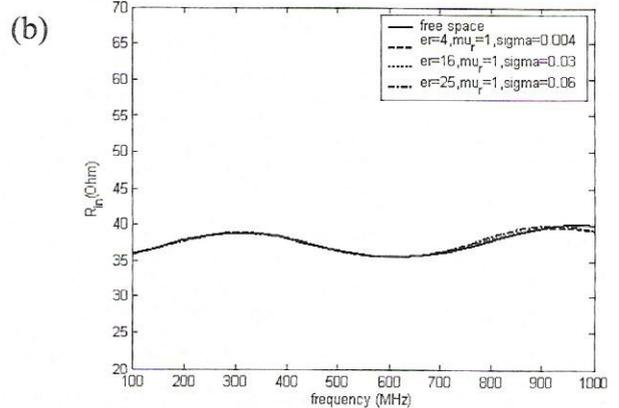
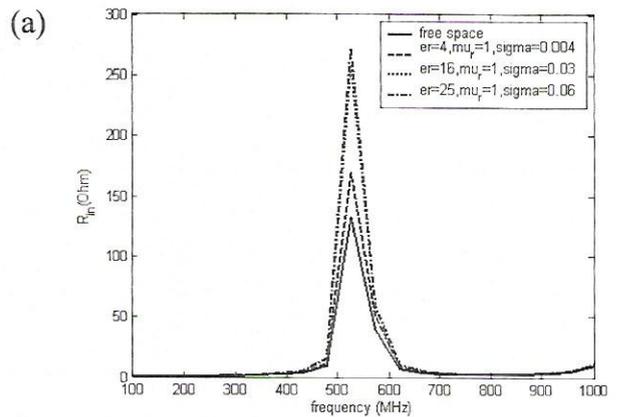
Gambar 4 : Impedansi Input Antena Microstrip Dipole diatas Tanah dengan Elevasi $L_a=5\text{cm}$ tanpa Beban Resisitif. (a). Bagian real. (b). Bagian imajiner.



Gambar 5 : Impedansi Input Antena Microstrip Dipole diatas Tanah dengan Elevasi $L_a=5\text{cm}$ dengan Beban Resistif. (a). Bagian real. (b). Bagian imajiner.



Gambar 6 : Impedansi Input Antena Microstrip Dipole diatas Tanah dengan Elevasi $L_a=5\text{cm}$ tanpa Beban Resistif. (a). 150 Ohm. (b). 50 Ohm.



Gambar 7 : Impedansi Input Antena Microstrip Dipole diatas Tanah dengan Elevasi $L_a=5\text{cm}$ Hasil Simulasi. (a). Tanpa Pembebanan Resistif. (b). Dengan Pembebanan Resistif.

4. Kesimpulan

Pengaruh pembebanan resistif terhadap impedansi input antena modified dipole telah dikaji melalui analisa teori dan analisa numerik. Analisa teori dilakukan dengan pemodelan saluran transmisi terhadap antena modified dipole diatas tanah dengan. Analisa teori dan numerik menunjukkan bahwa beban resistif yang diletakkan pada ujung lengan-lengan modified dipole meningkatkan stabilitas impedansi input antena di atas beberapa kondisi tanah yang berbeda. Sehubungan dengan permasalahan variasi kondisi tanah saat survey GPR, maka penggunaan pembebanan resistif diusulkan sebagai metode mendapatkan impedansi input yang stabil. Metode ini kemudian diterapkan pada desain elemen-elemen UWB untuk menyusun antena array yang diusulkan.

5. Daftar Pustaka

1. D. J. Daniel, "Ground Penetrating Radar", IEE Radar Sonar, Navigation and Avionics Series, *Institution of Engineering and Technology*, London, UK, 2nd edition, 2004.
2. A.A. Lestari, "Antennas for Improved Ground Penetrating Radar: Modeling Tools, Analysis and Design", *Ph.D. dissertaion, Delft University of Technology*, The Netherlands, 2003.
3. A.A Lestari, A. G. Yarovoy, and L. P. Ligthart, "Ground influence on the input impedance of transient dipole and bowtie antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 8, pp. 1970-1975, 2004.
4. Miller, T., B. Borchers, J.M.H. Hendrickx, S.H. Hong, H.A. Lensen, P.B.W. Schwering, and J.Rhebergenc. 2002. "Effect of soil moisture on landmine detection using Ground Penetration Radar In Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets" , *SPIE Proceedings* Vol. 4742: 281-290.
5. Miller, T., B. Borchers, J. M.H. Hendrickx, S.H. Hong, L.W. Dekker, and C.J. Ritsema, 2002,"Effects of soil physical properties on GPR for landmine detection", *Presentation at Fifth International Symposium on Technology and the Mine Problem*, Monterey CA.
6. A.A. Lestari, A.G. Yarovoy, L.P. Ligthart, "Adaptive wire bow-tie antenna for GPR applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 5, pp. 1745-1754, May 2005.
7. A.G.Yarovoy , A.D. Schukin, L.P.Ligthart, "Devellopment of Dielectric Filled TEM-Horn",*International Research Centre for Telecommunications-Transmission and Radar,Faculty of Information Technology and Systems, TUDelft, 2000,The Netherlands.*
8. C. C. Chen, B. Higgins, K. O'Neil, and R. Detsch, "Ultrawide-bandwidth fully-polarimetric ground penetrating radar classification of subsurface unexploded ordnance," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 39, pp. 1259-1270, June 2001.
9. Kwan-Ho Lee, Chi Chin Chen, Fernando L, "Modeling And Investigation For a Geometrically Complex UWB GPR Antena Using FDTD", *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, Vol.52, No.8, August 2004.
10. Kin Lu Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, Wiley Series.
11. A.A Pramudita, A.Kurniawan, A.B Suksmono, " Resistive Loading for Coupling Reduction Between element in array antenna for GPR", *Proceeding of Joint International Conference on TSSA-WSSA*, Bandung, Dec 2006.
12. H.A.Wheeler,"Transmission Line Properties of Paralel Strips Separated by Dielectric Sheet,"*IEEE Transactions on Microwave Theory and Thechiques*,vol 13,no.2,pp 172-185, Mar 1965.

Discriminator pada Audio Demodulator Analog Satellite Receiver

Fredrika H. Kana

Puslit Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Bandung 40135.

Telp. (022) 2504660, Fax (022) 2504659

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

Abstract

Audio Demodulator is a part of an Analog Satellite Receiver Module of an Input and Monitoring System. The Input and Monitoring Equipment can receive signal from a satellite transmission system, and process the signal to become an input signal of a Television Transmitter which fulfill the CCIR (Consultative Committee for International Radio) standard.

The Discriminator is designed to split the audio signal from the base-band signal. The output of the discriminator will be improved and amplified by an Audio Output circuit to give audio signal which fulfill the technical specification of the audio input of Television Transmitter equipment.

Audio Sub-Carrier with frequency of 6.8 MHz is mixed with the output of Frequency Synthesizer of 17.5 MHz by a mixer IC U-9 and will have an output mixer of Audio Intermediate Frequency (IF) of 10.7 MHz. The Audio IF is filtered by a Band Pass Filter which consists of C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10 and L3, L4 and goes to the Discriminator transistor Q9, IC U-3 and supported components. These two circuits will split the audio signal from the Audio IF 10.7 MHz. The output of the Discriminator can be monitored at Test Point 8 (TP8).

Keywords : discriminator, audio, satellite, receiver.

Abstrak

Audio Demodulator merupakan bagian dari modul Analog Satellite Receiver pada perangkat Input dan Monitoring System, dengan fungsi sebagai perangkat yang dapat menerima sinyal dari Sistem Transmisi Satelit. Selanjutnya sinyal tersebut akan diproses menjadi sinyal masukan Pemancar Televisi yang memenuhi standard Consultative Committee for International Radio (CCIR).

Discriminator didisain untuk memisahkan sinyal audio dari sinyal base-band. Selanjutnya sinyal audio keluaran Discriminator akan diperkuat dan diperbaiki dengan rangkaian Audio Output agar mempunyai spesifikasi "sinyal masukan audio" perangkat Pemancar Televisi.

Keluaran Audio Sub-Carrier dengan frekuensi 6,8 MHz dicampur dengan keluaran Frequency Synthesizer dengan frekuensi 17,5 MHz pada Mixer U9 menghasilkan frekuensi Audio IF = 10,7 MHz. Frekuensi Audio IF tersebut dilewatkan Rangkaian Band Pass Filter 10,7 MHz yang terdiri dari C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10 dan L3, L4, diteruskan ke Rangkaian Discriminator yang terdiri dari transistor Q9, IC U3 dan kelengkapannya. Gabungan kedua rangkaian tersebut berfungsi untuk memisahkan atau mengambil sinyal Audio dari frekuensi Audio IF 10,7 MHz. Keluaran Rangkaian Discriminator dapat dipantau pada TP8.

Keywords : discriminator, audio, satelit, receiver

1. Pendahuluan

Discriminator adalah bagian yang memproses sinyal base-band yang diperoleh dari keluaran *Tuner*, dimana *Tuner* merupakan bagian dari perangkat Input dan Monitoring System yang memperoleh masukan yang berasal dari sistem transmisi satelit.[1] Oleh karena sistem transmisi satelit mencakup seluruh wilayah Republik

Indonesia, maka hasil penelitian dan pengembangan rangkaian *Discriminator* dapat ditempatkan diseluruh wilayah Indonesia dan keluarannya dapat digunakan sebagai masukan audio perangkat Pemancar Televisi diseluruh wilayah Indonesia. Sebagai bagian dari perangkat Input dan *Monitoring System*, hasil penelitian rangkaian *Audio Discriminator* secara langsung

dapat berperan dalam penyediaan masukan sinyal audio pada sistem penyiaran televisi di Indonesia baik pemerintah maupun swasta yang telah memanfaatkan satelit sebagai saluran transmisi. [1,4]

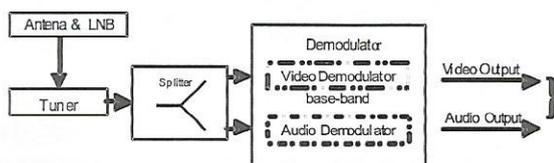
Kelebihan dari penggunaan satelit adalah dapat menjangkau sampai kedaerah terpencil dan daerah yang belum terjamah oleh manusia. Satelit juga sangat cocok di negeri maritim seperti Indonesia, karena dapat menghubungkan industri antar pulau dengan baik.

Satelit membantu distribusi siaran kabel antar wilayah. Dari pusat sinyal dikirim satelit lalu di-*downlink* ke receiver di wilayah lain yang akan menyebarkannya melalui kabel. Bagi TV broadcast, satelit bermanfaat untuk stasiun TV berjangkauan sehingga stasiun-stasiun TV yang tergabung dalam sebuah kelompok lebih mudah berbagi program siaran walau wilayahnya berjauhan. [1,5,6]

Untuk penyebar-luasan informasi lewat media elektronik khususnya penyiaran televisi, Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi yang mempunyai tugas antara lain : menyusun rencana dan program penelitian bidang elektronika dan telekomunikasi, dalam melaksanakan kegiatan penelitian dan pengembangan *Audio Discriminator* sesuai dengan bidang kepekarannya.

2. Rangkaian *Audio Discriminator*

Audio Discriminator adalah bagian dari *Audio Demodulator* yang merupakan bagian dari suatu sistim penerima satellite, sebagaimana ditunjukkan pada blok diagram dalam Gambar 1 :

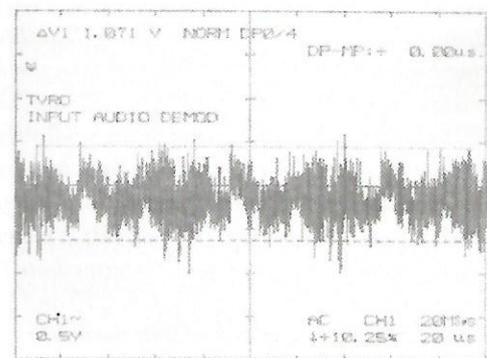


Gambar 1 : Blok Diagram Sistim Penerima Satelit

Masukan untuk *Audio Demodulator* berasal dari Rangkaian *Tuner*. Karena keluaran *base-band* dari *Tuner* SF916 juga dipergunakan sebagai masukan rangkaian *Video Demodulator*, maka keluaran

base-band tersebut dilewatkan *Splitter* [2,3].

Splitter yang digunakan adalah *splitter* yang mempunyai 2 keluaran, sehingga dapat digunakan sebagai masukan rangkaian *Video Demodulator* dan sebagai masukan rangkaian *Audio Demodulator*. Dalam gambar 2 ditunjukkan sinyal *base-band* keluaran rangkaian *Tuner* setelah melewati *Splitter*, yang siap dimasukkan ke bagian *Audio Demodulator* (Test Point 4 pada rangkaian *Discriminator*) ditunjukkan pada Gambar 2.



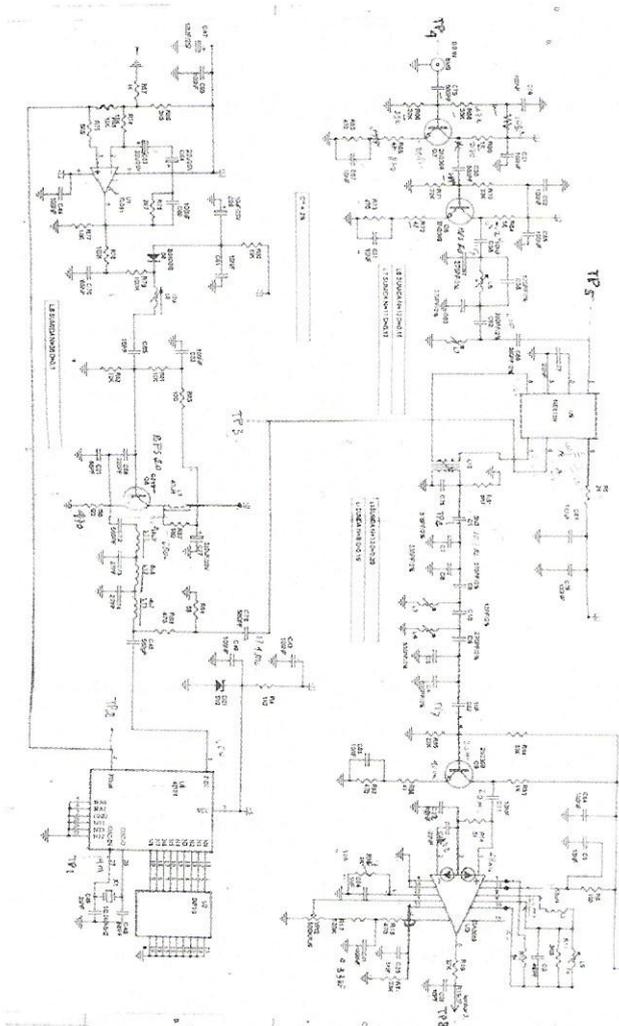
Gambar 2: Sinyal *base-band* keluaran *Tuner* sebagai masukan *Audio Demodulator* / *Discriminator*.

Dapat dilihat pada Gambar 2 bahwa amplitudo sinyal *base-band* sangat kecil, dan terdiri dari sinyal audio, sinyal *video composite* dan *noise*, sehingga perlu rangkaian *Discriminator* untuk memisahkan sinyal audio dari sinyal *base-band*. Disain rangkaian elektronika untuk sistim *Audio Discriminator* dapat dilihat pada Gambar 3.

Sinyal *base-band* tersebut pertama-tama dilewatkan sebuah rangkaian *Audio Amplifier* dengan transistor Q7 dan Q8 yang berfungsi untuk memperkuat sinyal *base-band*. Sinyal *base-band* yang telah diperkuat, kemudian dilewatkan sebuah *Filter Audio Sub-Carrier* untuk memisahkan *Audio Sub-Carrier* dari sinyal *base-band*. Untuk itu *Notch Filter* telah didisain untuk melewatkan frekuensi *Audio Sub-carrier* pada frekuensi 6,8 MHz (terdiri dari C67, C58, L6, C63, C62, L7 dan C68 dalam Gambar 3).

Agar sinyal audio dapat diambil dari frekuensi *Audio Sub-Carrier* dan dapat dipisahkan oleh

Discriminator, maka sinyal audio harus berada pada frekuensi IF-nya, yang pada penelitian dan



Gambar 2 : Schematic Rangkaian Audio Discriminator

pengembangan ini dipakai frekuensi IF = 10,7 MHz. [2,4]

Untuk memperoleh frekuensi IF tersebut, maka frekuensi *Audio Sub-Carrier* 6,8 MHz dicampur dengan frekuensi 17,5 MHz, yang diperoleh dari rangkaian *Frequency Synthesizer* setelah mendapat masukan sinusoidal dari Kristal 10,24 MHz.

Frekuensi 17,5 MHz diperoleh dari rangkaian *Frequency Synthesizer* (IC-U5) dengan sumber sinyal sinusoidal dari kristal oscillator 10,240 MHz dipasang diantara pin-27 (osc-in) dan pin-26 (osc.out) dan untuk mengatur frekuensi

keluarannya digunakan DIP-Switch U2 yang dihubungkan langsung ke masukan N_0 sampai N_8 (pin-11 sampai pin-19) dari IC-U5.

Untuk meningkatkan akurasi frekuensi keluarannya, antara pin-4 (PDout) dan pin-1 (F-IN) dilengkapi dengan IC-U1 (TL081) termasuk komponen-komponen penunjangnya seperti Varactor BB609B dan transistor Q8 (BFS20), yang memberikan perbedaan fasa antara pin-4 dan pin-1 (IC-U5) agar lock pada frekuensi 17,5 MHz.

Keluaran *Frequency Synthesizer* dapat diatur dengan mengatur kombinasi masukan HI (open) dan LO (dihubung ke Ground) ke masukan N_0 sampai N_8 yang diperoleh dari DIP-Switch U2. Jadi untuk memperoleh frekuensi keluaran dari *Frequency Synthesizer* sebesar 17,5 MHz, maka masukan ke IC U5 adalah sebagai berikut : pin-1(N_0):HI ; pin-2(N_1):HI ; pin-3(N_2):LO ; pin-4(N_3):LO ; pin-5(N_4):HI ; pin-6(N_5):HI ; pin-7(N_6):LO ; pin-8(N_7): HI dan pin-9(N_8):HI.

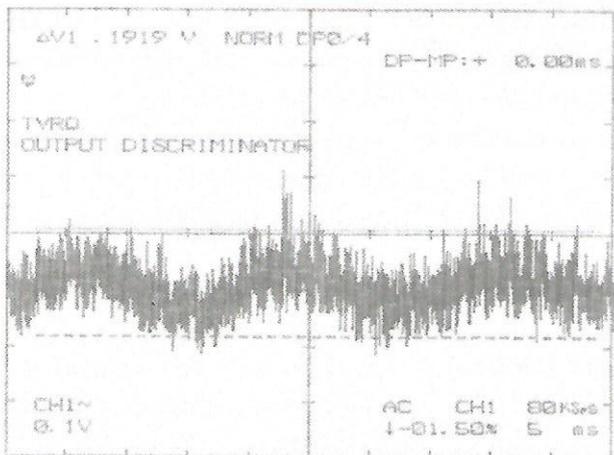
Keluaran *Audio Sub-Carrier* dengan frekuensi 6,8 MHz yang dicampur dengan keluaran *Frequency Synthesizer* dengan frekuensi 17,5 MHz pada Mixer U9 menghasilkan frekuensi Audio IF = 10,7 MHz.

Frekuensi Audio IF tersebut kemudian dilewatkan Rangkaian Band Pass Filter 10,7 MHz yang terdiri dari C4,C5,C6,C7,C8,C9, C10 dan L3,L4, dan diteruskan ke Rangkaian *Discriminator* yang terdiri dari transistor Q9, IC U3 dan komponen lain sebagai kelengkapannya. Gabungan kedua rangkaian tersebut berfungsi untuk memisahkan atau mengambil sinyal Audio dari frekuensi Audio IF pada frekuensi 10,7 MHz. Keluaran Rangkaian *Discriminator* selanjutnya dapat dipantau menggunakan Test Point 8 (TP8) pada Gambar 3.

3. Hasil dan Pembahasan

Dengan rangkaian *Audio Discriminator*, sinyal audio dapat dipisahkan dari sinyal base-band, sehingga pada keluaran rangkaian *Discriminator* sudah tidak terdapat sinyal video. Akan tetapi level sinyal audio keluaran dari

rangkaian *Discriminator* masih sangat kecil dan masih terdapat *noise*, seperti diperlihatkan pada Gambar 4.



Gambar 4 : Sinyal Keluaran dari Rangkaian Discriminator

Terlihat pada Gambar 4, bahwa sinyal audio mempunyai level yang kecil yaitu 0,1919 Volt ($\Delta V1 = 0,1919 \text{ V}$) dan masih mengandung *noise* (sinyal sinusoidal tidak bersih), sehingga masih perlu diperkuat dan dihilangkan *nois*nya. Untuk memperkuat sinyal audio tersebut dan menghilangkan *nois*nya, keluaran rangkaian *Discriminator* akan diperkuat dan difilter pada rangkaian *Audio Output* sehingga menghasilkan level sinyal audio yang memenuhi spesifikasi masukan perangkat Pemancar televisi.

4. Kesimpulan

Kegiatan penelitian dan pengembangan *Audio Discriminator* menghasilkan rangkaian elektronika yang dapat memisahkan sinyal audio dari sinyal *base-band* yang berasal dari Pemancar Televisi yang menyebar-luaskan penyiarannya lewat saluran transmisi satelit. Rangkaian *Audio Discriminator* dirancang dengan memanfaatkan komponen-komponen elektronika yang terdapat di pasaran dalam negeri.

Keluaran *Audio Sub-Carrier* dengan frekuensi 6,8 MHz dicampur dengan keluaran *Frequency Synthesizer* dengan frekuensi 17,5 MHz pada Mixer U9 menghasilkan frekuensi

Audio IF = 10,7 MHz. Frekuensi Audio IF tersebut dilewatkan Rangkaian Band Pass Filter 10,7 MHz dan diteruskan ke Rangkaian *Discriminator*. Gabungan kedua rangkaian tersebut berfungsi untuk memisahkan atau mengambil sinyal Audio dari frekuensi Audio IF 10,7 MHz. Dengan demikian maka keluaran Rangkaian *Discriminator* dapat dipantau pada TP8.

Dengan terwujudnya hasil penelitian dan pengembangan *Audio Discriminator* yang menggunakan komponen dalam negeri, maka diharapkan ketergantungan akan rangkaian *Audio Discriminator* yang berasal dari Luar Negeri dapat dihindari, sehingga apabila sebuah stasiun relay televisi membutuhkan sinyal masukan audio untuk dipancarkan kembali, dapat dipenuhi dengan memanfaatkan hasil penelitian ini.

Ucapan Terimakasih

Penelitian dan pengembangan ini dibiayai oleh Program Tematik LIPI Sub-Program Perekayasaan, dengan judul Penelitian dan Pengembangan Demodulasi Penerima TV Digital dengan Input dan Monitoring System pada tahun 2004 sampai dengan tahun 2006.

5. Daftar Pustaka

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

Identifikasi dan Interpretasi Pola Target Pada Sistem Radar dibawah Permukaan Tanah

Nana Rachmana, Luthfi Kurniadi, Sugihartono, Hendrawan, Andriyan B Suksmono
 Kelompok Keahlian Teknik Telekomunikasi, STEI- ITB
 Jl. Ganesa 10 Bandung 40135, telp/fax.: 62-22-2500962
 e-mail: nana@stei.itb.ac.id

Abstract

Ground Penetrating Radar (GPR) is the one of Radar technology which is widely used on many applications. It is non-destructive remote sensing method to detect underground buried objects. However, the output target is only hiperbolicus representation. This research tries to enhance GPR capability by representing the visual/pattern of the detected target. GPR simulation data of many basic objects are classifcated and extracted to generate data training model as a unique template for each type basic object. The pattern of object undertest will be known by comparing its data with the training data using decision tree method. Simulation results show that the basic object (with circular, triangular and rectangular cross-section) which is lied underground, can be correctly interpreted.

Keywords : GPR, object interpretation.

Abstrak

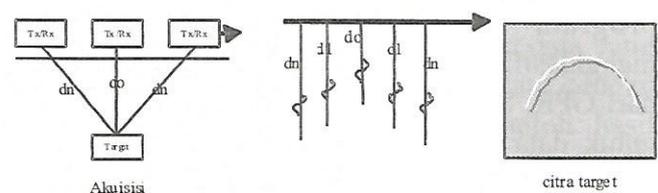
Ground Penetrating Radar (GPR) merupakan salah satu jenis teknologi radar yang sekarang ini telah banyak digunakan secara luas dalam berbagai aplikasi untuk menyelidiki kondisi dibawah permukaan tanah tanpa harus menggali dan merusak tanah. Hanya saja luarannya berupa representasi target dalam garis lengkungan hiperbolis. Penelitian ini dilakukan untuk menambah kemampuan GPR sehingga luarannya tidak hanya berupa garis lengkung tetapi bisa mengidentifikasi dan menginterpretasikan bentuk visual dari target yang terdeteksi tersebut. Data-data simulasi dari GPR untuk berbagai benda dasar, diklasifikasikan dan diekstraksi untuk dijadikan model data pelatihan sebagai pembanding yang akan menunjukkan keunikan dari benda dasar tersebut. Objek yang di akan dikenali bentuknya dengan cara membandingkan datanya dengan data pelatihan dengan menggunakan metoda Pohon keputusan. Hasil simulasi menunjukkan bahwa benda dasar (berpenampang lingkaran, segitiga dan persegi) yang ada dibawah permukaan tanah dapat dikenali bentuknya dengan benar.

Kata kunci : GPR, Interpretasi objek.

1. Pendahuluan

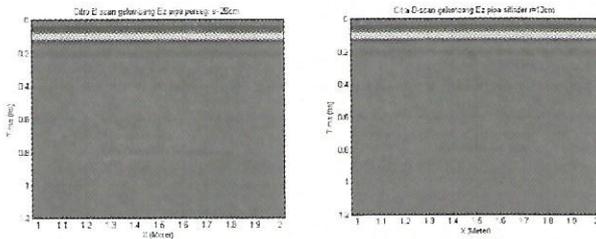
Metode *Surface GPR* melibatkan transmisi pulsa radar elektromagnetik ke dalam bumi lalu mengukur interval waktu antara transmisi, pemantulan timbunan benda yang tidak kontinu, dan penerimaan kembali gelombang elektromagnetik ke antenna penerima. Sinyal-sinyal yang diterima oleh antenna penerima adalah sinyal pantul dari permukaan tanah ketika sinyal yang dikirim oleh antenna pengirim mencoba menembus permukaan tanah tersebut serta sinyal-sinyal pantul dari benda yang terdeteksi oleh GPR. Diharapkan dari perubahan karakteristik dari pantulan sinyal listrik tersebut dapat diolah

pencitraannya dengan berbagai macam proses pengolahan citra. Secara umum proses pencitraan sinyal GPR dapat dilihat pada gambar 1.



Gambar 1: Proses pencitraan data GPR

Gambar 2, memperlihatkan hasil pencitraan dari GPR untuk 2 buah benda yang berbeda yaitu benda berpenampang persegi dan lingkaran.



Gambar 2 : Citra dari benda berpenampang persegi dan lingkaran

Pemrosesan sinyal digunakan untuk pengenalan benda yang merupakan objek penelitian dengan GPR. Satu hal yang menjadi masalah untuk proses tersebut adalah hasil pendeteksian GPR yang dihasilkan masih terbatas pada grafik hiperbolis. Dimana citra target yang dihasilkan tidak berkaitan dengan representasi geometris dari benda. Regenerasi model geometrisnya adalah prosedur yang sangat kompleks dan tidak biasa dicoba^[1].

Beberapa penelitian untuk mendapatkan bentuk geometris dilakukan dengan menggunakan teknik cross-hole GPR (tomografi) seperti terlaporkan dalam literatur oleh Devaney^[2]; Johansson dan Mast^[3]; Laksameethansan^[4]. Tentunya dengan cara ini tidak praktis, selain memerlukan waktu yang banyak juga harus melakukan penggalian dan merusak tanah.

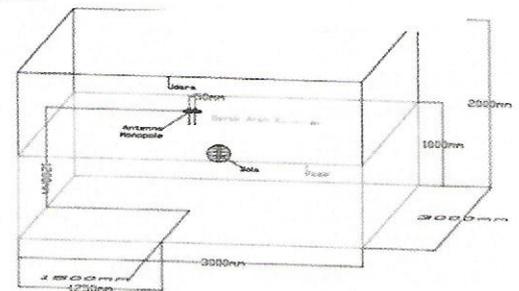
Pada penelitian ini, penulis mencoba membangkitkan bentuk geometris dari data sinyal Surface GPR berdasarkan pola yang telah diketahui sebelumnya, untuk mendeteksi benda-benda dengan bentuk yang berbeda. Kemudian hasilnya akan dibandingkan antara objek yang satu dengan yang lain dengan menggunakan program C4.5 (Pohon keputusan) untuk mengklasifikasikan bentuk objek yang dideteksi dari GPR. Sedangkan untuk data-data GPR baik untuk data pelatihan maupun data yang akan diuji di bangkitkan dengan menggunakan GPR simulator (GprMax2D/3D ver.2.0).

2. Pembangkitan data-data GPR

Simulator GPR^[6] digunakan untuk membangkitkan data-data GPR. Disimulasikan

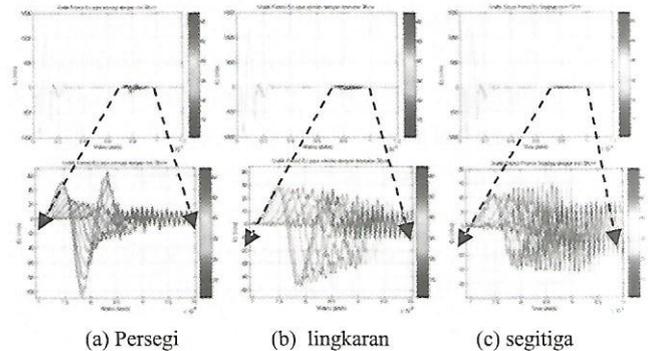
sebuah model berupa bak berisi pasir dengan objek dikubur didalamnya dengan antenna GPR bergerak diatas permukaan pasir berjarak 20 cm. Pasir untuk bak memiliki karakteristik permitivitas relatif 3.0, konduktivitas medium 10^{-2} Siemens/meter, dan permeabilitas relatif medium pasir dianggap 1. Sedangkan objek yang dikubur berupa konduktor sempurna. Bak model memiliki ukuran panjang selebar 3m dan ketinggian 2m. pasir memenuhi setengah tinggi bak pasir (1m). Model objek berpenampang lingkaran, persegi dan segitiga. Ketiga bentuk tersebut dimodelkan masing-masing dengan sebelas ukuran yang berbeda. Total data objek berjumlah 33 buah. Setiap objek diletakkan pada kedalaman 50cm di dibawa permukaan tanah.

Bentuk model simulasi ini adalah sebagai berikut:



Gambar 3 : Bentuk Model Simulasi Surface GPR dengan benda pada kedalaman 50cm

Dari hasil percobaan, gelombang pantul E(z) yang diterima untuk ketiga pola benda tersebut jika diplot dalam bentuk grafis, ternyata terlihat perbedaan seperti pada gambar 4.

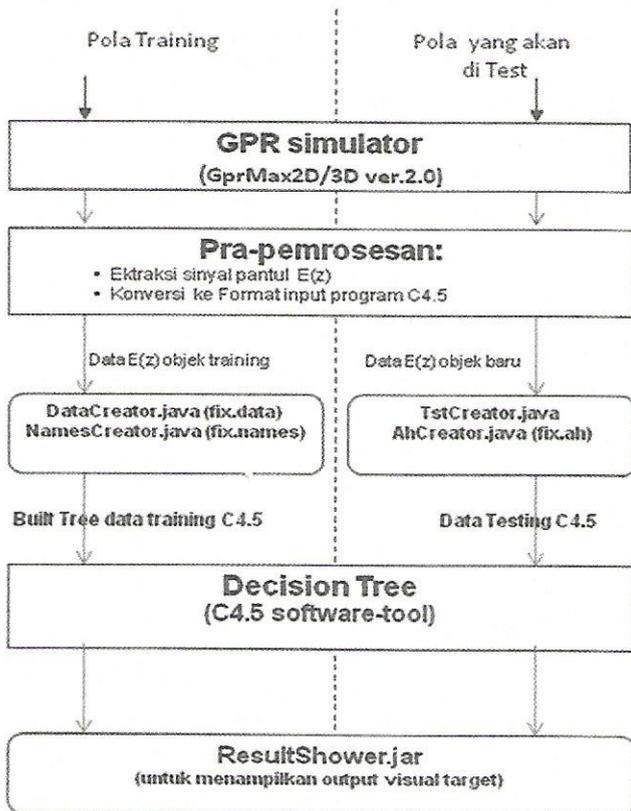


Gambar 4: Pola sinyal pantul E(z) dari benda berpenampang persegi, lingkaran dan segitiga

Dari 33 objek data yang dicoba, didapatkan ada keteraturan bahwa untuk bentuk objek yang sama akan menghasilkan pola sinyal pantul yang sama, dan ada korelasi antara ukuran penampang dengan besar amplitudo sinyal. Untuk selanjutnya data-data hasil percobaan ini dijadikan data-data pelatihan untuk mengklasifikasi dan memprediksi data baru yang akan diuji.

3. Proses Klasifikasi dan Interpretasi

Secara umum metoda proses klasifikasi dan interpretasi objek dapat digambarkan seperti pada gambar 5. Pohon keputusan akan dibuat sebagai acuan dalam proses klasifikasi. Perbedaan yang mencolok dari data pelatihan akan menentukan node-node daun. Node-node daun merupakan final dari proses klasifikasi.



Gambar 5. Proses Klasifikasi dan Interpretasi

Program C4.5 membutuhkan proses pembentukan pohon sebelum program tersebut dapat memprediksi suatu keputusan. Untuk

mengakomodasi hal ini dibuatlah program berbasis Java dinamai dengan *DataCreator*, *NamesCreator*, *TstCreator*, dan *AhCreator* untuk membangkitkan file *.data, file *.names, file*.tst dan file*.ah. program tersebut berfungsi menyesuaikan format data dan untuk menghitung nilai parameter informasi Gain, Entropi, dan Gain Ratio untuk masing-masing atribut.

Proses pembentukan pohon dapat dilakukan setelah didapatkan fix.data dan fix.names. Dengan program C4.5 akan dilakukan pelatihan tiga puluh tiga data sampel dengan masing-masing data sampel memiliki atribut sebanyak 10180 dari fix.data. Dari data tersebut didapat sebelas keputusan untuk persegi, sebelas keputusan lingkaran, dan sebelas keputusan segitiga. Proses pembangunan pohon oleh program C4.5 adalah seperti terlihat pada gambar 6 berikut ini:

```
Decision Tree yang dihasilkan c4.5:
C:\FINAL PROGRAM GPR - C4.5>c4.5.exe -f out
C4.5 [release 8] decision tree generator
-----
Options:
File stem <out>

Read 33 cases (10180 attributes) from out.data
Decision Tree:
Tx6Time273 > 0.824401 : Kubus (11.0)
Tx6Time273 <= 0.824401 :
| Tx3Time294 <= 0.760802 : Segitiga (11.0)
| Tx3Time294 > 0.760802 : Silinder (11.0)
Tree saved
Evaluation on training data (33 items):
Before Pruning      After Pruning
-----
Size  Errors  Size  Errors  Estimate
5  0(0.0%)  5  0(0.0%)  (11.8%) <<
```

Gambar 6: Proses pembentukan pohon dari fix.data dan fix.names dengan program C4.5.

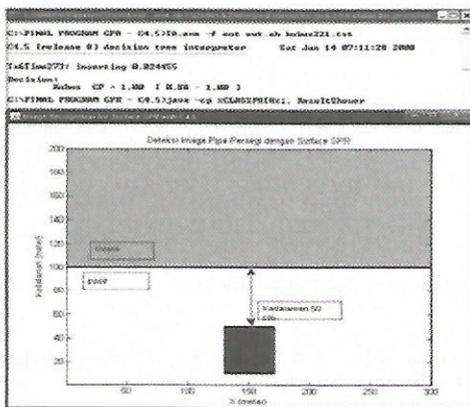
Selanjutnya proses pengetesan dari data yang akan diuji dapat dilakukan setelah data dengan format *.tst terbentuk. Berikut contoh hasil pengetesan dari sebuah data pengujian:

```
C4.5 [release 8] decision tree interpreter
-----
Tx6Time273: inserting 0.824402
Decision:
Kubus CF = 1.00 [ 0.88 - 1.00 ]
```

Dari contoh hasil pengujian di atas, proses klasifikasi berjalan sempurna dengan keakuratan berkisar dari 88-100%. Keakuratan didapatkan dari proses perbandingan antara data objek yang diuji dengan data pelatihan yang digunakan untuk membangun Pohon keputusan.

Setelah didapat hasil yang akurat dalam klasifikasi bentuk objek dari proses data yang diuji, dibutuhkan sebuah tampilan luaran untuk hasil akhir dari program C4.5 untuk mengeluarkan sebuah bentuk visual dari target. Program ResultShower.jar. digunakan untuk mengubah hasil keputusan dari C4.5 dalam tampilan gambar visual dari target.

Benda diuji	Hasil pengetesan	prediksi
Segitiga_s:7	Decision: Segitiga CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Segitiga_s:8	Decision: Segitiga CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Segitiga_s:9	Decision: Segitiga CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Segitiga_s:21	Decision: Segitiga CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Lingkaran_Ø:7	Decision: Lingkaran CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Lingkaran_Ø:8	Decision: Lingkaran CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Lingkaran_Ø: 9	Decision: Lingkaran CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Lingkaran_Ø: 21	Decision: Lingkaran CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Persegi_s:7	Decision: Persegi CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Persegi_s:8	Decision: Persegi CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Persegi_s:9	Decision: Persegi CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar
Persegi_s:21	Decision: Persegi CF = 1.00 [0.88 - 1.00]	Benar



Gambar 7. Hasil Luaran untuk benda berpenampang persegi

Gambar yang dijadikan luaran program ini adalah gambar yang menunjukkan letak, kedalaman dan bentuk dari penampang dari benda tersebut.

4. Hasil Pengetesan

Dalam penelitian ini dilakukan pengetesan sebanyak 12 buah data uji dengan dimensi yang berbeda dari data pelatihan. Sebagian hasil pengetesan, seperti terlihat pada gambar 8 dan ringkasan lengkapnya dalam tabel 1. Dari tabel tersebut, seluruh target yang diuji polanya dapat diprediksikan dengan benar.

Benda uji	sinyal pantul	Hasil interpretasi
		C4.5 [release 8] decision tree interpreter ----- Tx6Time273: inserting 0.824398 Tx3Time294: inserting 0.760802 Decision: Segitiga CF = 1.00 [0.88 - 1.00]
		C4.5 [release 8] decision tree interpreter ----- Tx6Time273: inserting 0.824398 Tx3Time294: inserting 0.760808 Decision: Lingkaran CF = 1.00 [0.88 - 1.00]
		C4.5 [release 8] decision tree interpreter ----- Tx6Time273: inserting 0.824401 Tx3Time294: inserting 0.760875 Decision: Persegi CF = 1.00 [0.88 - 1.00]

Gambar 8 : Contoh Sebagian Hasil Pengujian

5. Kesimpulan

Dari tiga puluh tiga hasil simulasi model benda dasar (berpenampang persegi, lingkaran, dan segitiga) terdapat pola unik untuk setiap bentuk objek. Pola ini akan terus sama untuk variasi dimensi yang berbeda. Dari keunikan tersebut bisa digunakan untuk mengklasifikasikan bentuk objek. Hasil pengetesan menunjukkan bahwa untuk kondisi lingkungan (permitivitas dan permeabilitas) yang sama, target dapat dikenali dengan benar.

6. Daftar Pustaka

1. Daniels D.J (ed). "Ground Penetrating Radar" 2nd Edition, *The Institution of Electrical Engineering*, 2004.
 2. Devaney, A. J., "Geophysical Diffraction Tomography", *IEEE Transactions On Geoscience and Remote Sensing*, Vol. GE-22, NO. 1, pp. 3-13, January 1984.
 3. Johansson, E. M., and J. E. Mast, "Three-dimensional ground penetrating radar imaging using multi-frequency diffraction tomography", *Advanced Microwave and Millimeter-Wave Detectors*, SPIE Vol. 2275, pp. 196 204, July 1994.
 4. Laksameethanasan.D, "3D Modelling and Imaging based on Transmission Diffraction Tomography and Algebraic Reconstruction Techniques as applied in NDT". *Kassel Univ, Germany*, 2004.
 5. Quinlan, J.R, "C4.5: program for Machine Learning Morgan Kauffman", 1993.
 6. Giannopoulos A, "GprMax2D/3D, User's Guide" 2005 : <http://www.gprmax.org>
 7. Irving J, and Knight R, "Numerical modeling of ground-penetrating radar in 2-D using MATLAB", *Computer & Geosciences*, ELSEVIER, 2005.
 8. Beukelaar.P.et.al, "Locating a buried culvert and the detection of underground cables and pipelines using GPR", *10th European meeting of environmental and engineering geophysics*, Netherland, 2004.
 9. Yufryankov B.A. and Linnikov O.N, "Buried cylinders geometric parameters measurement by means GPR", *Progress in electromagnetic research symposium*, USA, 2006.
-

Karakterisasi Resistansi Versus Temperatur Terhadap Lapisan Tipis ZnO dan SnO₂ Hasil Penumbuhan dengan Teknik Sputtering

Lilis Retnaningsih dan I Dewa Putu Hermida

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Komp LIPI Bandung

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

Email : retna@ppet.lipi.go.id

Abstrack

In this paper it will be described the design fabrication, and characterization of gas sensor based on Metal Oksid (SnO₂ and ZnO). The gas sensor design includes three main components: electrode, heater and sensitive layer. The fabrication is done using thick film technology, in which Ag paste is printed on an Alumina substrat and dielectric paste is the printed between electrode and heater. The making of SnO₂ and ZnO sensitive layers has been done using Sputtering technology. The layer thickness effect the sensor characteristic, in the case resistant change to temperatur.

Key words : gas sensor, thick film technology, heater, electrode, sputtering, temperature, resistant

Abstrak

Dalam tulisan ini akan dibahas rancangan dan karakterisasi divais sensor gas CO yang berbahan Metal Oksida SnO₂ dan ZnO. Komponen dari divais sensor terdiri dari elektroda heater, yang di bagian atasnya diberi lapisan sensitif. Fabrikasi dilakukan menggunakan teknologi film tebal, dimana pencetakan pasta Ag sebagai bahan elektroda dan heater dilakukan di atas sebuah substrat Alumina. Pasta dielektrik digunakan sebagai penyekat antara elektroda dan heater. Pelapisan bahan sensitif SnO₂ dan ZnO dilakukan dengan teknik Sputtering. Hasil karakterisasi menunjukkan bahwa ketebalan lapisan SnO₂ dan ZnO berpengaruh terhadap perubahan karakteristik temperaturnya.

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

1. Pendahuluan

Perkembangan teknologi mikroelektronika telah terjadi dengan sangat pesat, dimana saat ini dibutuhkan teknik-teknik perancangan dan fabrikasi divais yang lebih handal. Teknik perancangan dan fabrikasi yang benar akan berpengaruh pada karakteristik divais yang dihasilkan. Dalam teknologi mikroelektronika, salah satu teknik yang dibutuhkan dalam fabrikasi divais adalah membuat lapisan tipis suatu bahan metal atau lainnya di atas sebuah substrat (biasanya alumina maupun silikon).

Teknik penumbuhan lapisan tipis berupa bahan metal oksida dapat dilakukan dengan cara; spray, spin coating, evaporasi atau sputtering. Pelapisan dengan teknik spray dilakukan dengan cara menyembrotkan bahan yang sudah dilarutkan, kemudian hasilnya dibakar pada

temperatur yang telah ditetapkan sesuai jenis bahan tersebut. Dalam hal ini, kekentalan larutan dan tekanan penyemprotan akan berpengaruh besar pada kualitas lapisan yang dihasilkan. Teknik spin coating biasanya bahan yang di lapiskan berupa larutan, dimana larutan tersebut diletakkan di permukaan substrat yang diputar dengan kecepatan tertentu agar lapisannya merata, kemudian dikeringkan. Teknik evaporasi adalah teknik pelapisan bahan metal dengan cara penguapan, dimana hasil penguapan akan menempel dipermukaan substrat tersebut. Teknik yang lain adalah menggunakan cara sputtering, yaitu proses dimana suatu bahan dalam bentuk atom-atom terlepas dan terlempar dari permukaan suatu target metal, karena adanya perpindahan momentum akibat penembakan suatu permukaan tersebut dengan partikel-partikel

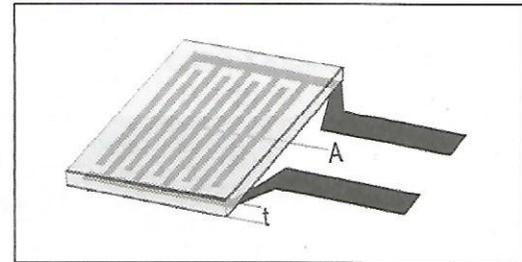
berkecepatan tinggi. Metoda sputtering ini adalah untuk menghasilkan ion-ion penumbuk, dimana tumbukan tersebut dipengaruhi oleh tekanan gas dan tegangan.

Pada penelitian kali ini akan dilakukan pendeposisian lapisan tipis metal oksida dengan menggunakan teknik sputtering. Metal oksida yang akan dilapiskan adalah SnO_2 dan ZnO , dimana lapisan ini akan digunakan sebagai lapisan sensitif suatu sensor gas CO dan akan dilapiskan di atas permukaan elektroda dan heater. Fabrikasi sensor gas CO ini menggunakan teknologi film tebal. Teknologi ini menggunakan bahan yang relative lebih murah dan fabrikasinya lebih mudah, namun memiliki kehandalan yang tinggi.

Bahan metal oksida SnO_2 dan ZnO merupakan bahan metal yang dapat dan mudah untuk diproses menggunakan teknik sputtering. Dengan menggunakan teknik sputtering maka lapisan tipis yang akan menempel dapat dikontrol ketebalan yang diinginkan, dan dengan teknik ini maka penempelan lapisan akan lebih kuat.

2. Eksperimental

Salah satu hal yang perlu diperhatikan dalam pembuatan sebuah sensor adalah sensor tersebut harus mempunyai sensitivitas yang cukup memadai, dalam hal sensor gas ini nilai resistansinya. Pada umumnya perubahan resistivitas material sensor ketika bereaksi dengan gas dipengaruhi oleh reaksi atom-atom oksigen di udara dengan atom-atom oksigen di permukaan lapisan sensor. Reaksi ini merubah *potential barrier* antar ikatan atom. Sinyal respon sensor berubah ditentukan oleh jenis material sensor dan gas yang disensor. Dimensi lapisan sensor (SnO_2) akan menentukan jangkauan pengukuran sensor. Tahap awal perancangan lapisan sensor adalah menentukan jangkauan pengukuran maksimal dari sensor dalam satuan ppm, dalam rancangan ini diharapkan adalah 1000 ppm Adapun kontruksi lapisan sensor adalah seperti pada gambar 1 di bawah ini.



Gambar 1 : Kontruksi Lapisan Sensor

Proses pelapisan bahan sensitif dilakukan setelah tahap fabrikasi sensor yang dibuat dengan teknologi film tebal, yaitu membentuk lapisan elektroda dan heater di atas substrat dengan teknik screen printing, untuk pelapisan bahan sensitif menggunakan teknik sputtering, yang menggunakan bahan berupa target yaitu bahan SnO_2 dan ZnO . Sampel sensor yang berupa lapisan elektroda dan heater tersebut pada bagian permukaannya dilapisi bahan sensitif, pelapisan dilakukan terhadap beberapa sampel dengan membedakan lamanya waktu pelapisan. Hal ini dimaksudkan untuk mendapatkan nilai resistansi yang terbaik, karena akan berpengaruh terhadap temperatur kerja suatu sensor.

Kondisi proses yang digunakan adalah daya 100 Watt, tekanan gas Argon 15 m Torr, dan lama pendeposisian yang dibedakan.

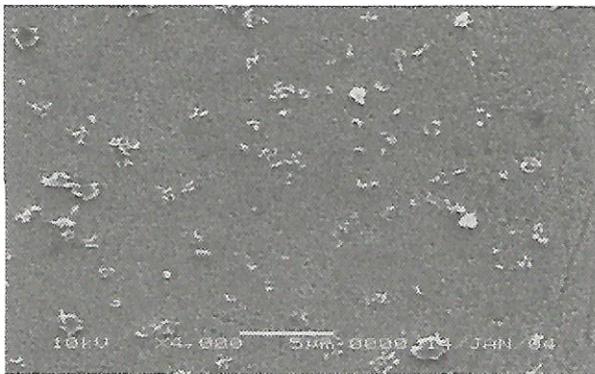
Adapun jenis bahan dan lama waktu pelapisan sebagai berikut :

Tabel 1 : Bahan dan Lama Pelapisan

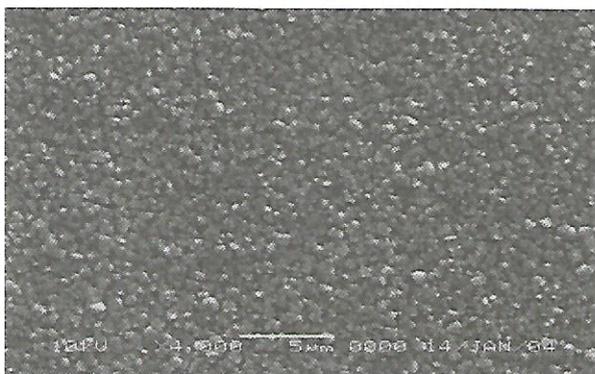
Bahan	Waktu	R pada suhu 26,6°C
SnO_2 (a)	60 menit	1,2 k Ohm
SnO_2 (b)	120 menit	514 Ohm
ZnO (c)	60 menit	110,6 kOhm
ZnO (d)	120 menit	85,7 k Ohm

3. Hasil dan Pembahasan

a. Pengujian Ketebalan Lapisan sensor



Gambar 2 : Morfologi permukaan lapisan tipis ZnO hasil DC sputtering dengan waktu 1 Jam pada perbesaran 4000 x



Gambar 3 : Morfologi permukaan lapisan tipis ZnO hasil DC sputtering dengan waktu 4 Jam pada perbesaran 4000 x

Dari Gambar (2) dan (3) terlihat bahwa semakin lama waktu deposisi tentunya semakin banyak unsur yang terdeposisi dan semakin tebal pula lapisan yang terbentuk. Yang jelas dari gambar terlihat bahwa butir-butirnya semakin membesar/tumbuh.

b. Pengujian Resistansi Sensor

Tujuan Pengujian

Mengetahui nilai resistansi sensor dan perubahannya terhadap perubahan temperatur
Mengetahui tanggapan perubahan resistansi sensor terhadap perubahan temperatur.

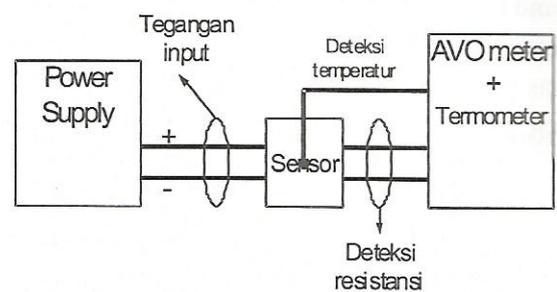
Peralatan dan Bahan

Sumber arus searah (*Kenwood Regulated Power Supply* tipe PD18-30AD).

Multimeter digital (*Sanwa Digital Multimeter* PC100)

Thermometer digital (*Lutren TM-914C*).

Prosedur Pengujian



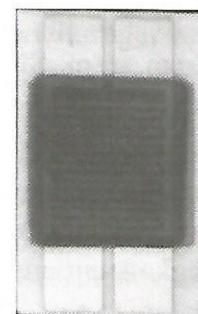
Gambar 4: Skema Pendeteksian Temperatur dan Resistansi Pada Divais Sensor

Rangkaian pengujian disusun seperti dalam Gambar 4 Sumber arus searah diberikan untuk menghasilkan panas pada heater yang selanjutnya merubah resistansi sensor.

Nilai temperatur awal (T_c) diukur pada temperatur ruangan saat pengujian, dan pada udara bersih.

Pengujian dilakukan terhadap 4 sensor yang berbeda.

1.. Pengujian Perubahan Resistansi Sensor terhadap Perubahan Temperatur untuk Bahan Sensitif SnO2 1 Jam (a)



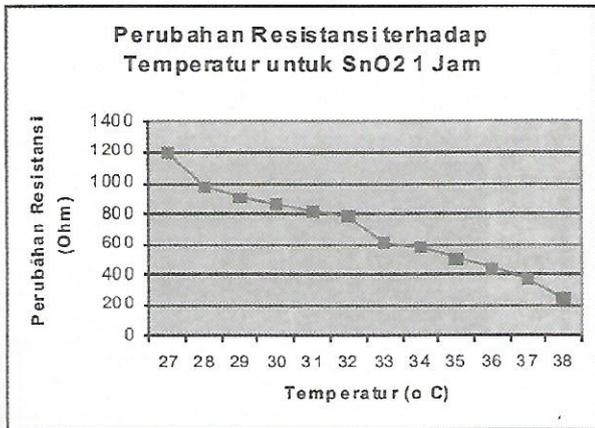
Gambar 5 : Sensor yang Dilapisi Bahan Sensitif SnO2 Selama 1 Jam

Tabel 2 : Perubahan Resistansi Sensor terhadap Temperatur untuk Bahan Sensitif SnO2 Pelapisan 1 Jam

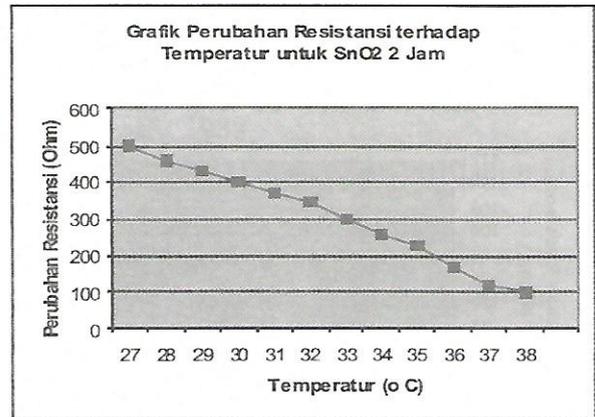
No.	Tegangan V (Volt)	Temperatur T (°C)	Resistansi R (Ohm)
1.	0,05	27	1,2 k
2.	0,1	28	980
3.	0,15	29	910
4.	0,2	30	860
5.	0,25	31	820
6.	0,3	32	790
7.	0,35	33	620
8.	0,4	34	580
9.	0,45	35	510
10.	0,5	36	450
11.	0,55	37	370
12.	0,6	38	250

Tabel 3 : Perubahan Resistansi Sensor terhadap Temperatur untuk Bahan Sensitif SnO2 Pelapisan 2 Jam

No.	Tegangan V (Volt)	Temperatur T (°C)	Resistansi R (Ohm)
1.	0,05	27	498
2.	0,1	28	460
3.	0,15	29	430
4.	0,2	30	400
5.	0,25	31	375
6.	0,3	32	350
7.	0,35	33	300
8.	0,4	34	260
9.	0,45	35	230
10.	0,5	36	170
11.	0,55	37	120
12.	0,6	38	100



Gambar 6 : Grafik Tanggapan Perubahan Resistansi Sensor terhadap Perubahan Temperatur untuk SnO2 Pelapisan 1 jam



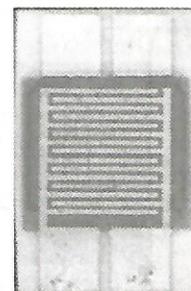
Gambar 8: Grafik Tanggapan Perubahan Resistansi Sensor terhadap Perubahan Temperatur untuk SnO2 Pelapisan 2 jam

2. *Pengujian Perubahan Resistansi Sensor terhadap Temperatur untuk Bahan sensitif SnO2 2 Jam (b)*



Gambar 7 : Sensor yang Dilapisi Bahan Sensitif SnO2 Selama 2 Jam

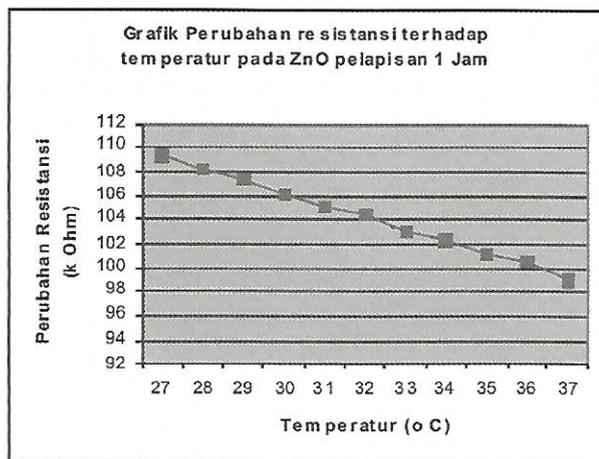
3. *Pengujian Perubahan Resistansi Sensor terhadap Temperatur untuk Bahan sensitif ZnO 1 Jam (c)*



Gambar 9 : Sensor yang dilapisi Bahan sensitif ZnO Selama 1 Jam

Tabel 4 : Perubahan Resistansi Sensor terhadap Perubahan Temperatur untuk Bahan Sensitif ZnO Pelapisan 1 Jam

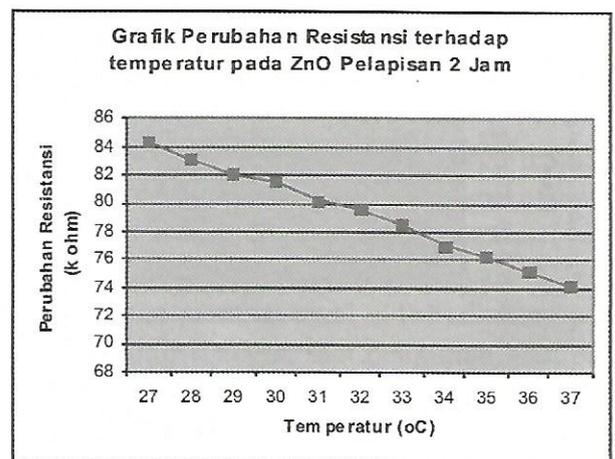
No.	Tegangan V (Volt)	Temperatur T (°C)	Resistansi R (kOhm)
1.	0,05	27	109,3
2.	0,15	28	108,2
3.	0,2	29	107,4
4.	0,2,5	30	106,1
5.	0,3	31	105,2
6.	0,35	32	104,5
7.	0,4	33	103,1
8.	0,45	34	102,3
9.	0,5	35	101,2
10.	0,55	36	100,5
11.	0,6	37	99,6



Gambar 10 : Grafik Tanggapan Perubahan Resistansi Sensor terhadap Perubahan Temperatur untuk ZnO Pelapisan 1 jam

Tabel 5 : Perubahan Resistansi Sensor terhadap Temperatur untuk Bahan Sensitif ZnO Pelapisan 2 Jam

No.	Tegangan V (Volt)	Temperatur T (°C)	Resistansi R (kOhm)
1.	0,05	27	84,3
2.	0,15	28	83,1
3.	0,2	29	82
4.	0,2,5	30	81,5
5.	0,3	31	80,2
6.	0,35	32	79,6
7.	0,4	33	78,5
8.	0,45	34	77,1
9.	0,5	35	76,3
10.	0,55	36	75,2
11.	0,6	37	74,1



Gambar 12 : Grafik Tanggapan Perubahan Resistansi Sensor terhadap Perubahan Temperatur untuk ZnO Pelapisan 2 jam

4. Pengujian Perubahan Resistansi Sensor terhadap Temperatur untuk Bahan sensitif ZnO 2 Jam (d)



Gambar 11 : Sensor yang Dilapisi Bahan sensitif ZnO Selama 2 Jam

Proses fabrikasi sensor menggunakan teknologi film tebal telah dilakukan dengan bahan bahan yang masih ada, dan hasil pengukuran resistansinya sesuai dengan hasil perancangan dan sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan yaitu 1,5 Ω. Sedangkan lapisan elektroda dan lapisan heaters tidak terjadi kontak, sehingga tidak ada tegangan hal ini menunjukkan lapisan isolatornya baik.

Pada tabel 1 di atas ditunjukkan jenis bahan sensitif dengan lama waktu pelapisan yang berbeda, kemudian diukur resistansinya pada suhu

kamar. Dengan perbedaan waktu pelapisan maka menghasilkan ketebalan bahan lapisan yang berbeda pula hal ini akan mempengaruhi terhadap resistansi pada sensor yang dihasilkan. Untuk selanjutnya dari data ini diukur karakteristiknya yaitu perubahan resistansi terhadap suhu yang diberikan pada sensor.

Dari hasil pengujian pada 4 sampel yang berbeda seperti yang terlihat pada ke empat tabel di atas dan hasil grafiknya maka terlihat dari keempat sampel tersebut yaitu : pada bahan sensitif SnO₂ resistansi yang dihasilkan lebih rendah dari bahan sensitif ZnO, dan ketebalan lapisan sensitif akan mempengaruhi pada resistansi yang dihasilkan. Semakin tebal lapisannya resistansinya yang diperoleh semakin rendah. Dari data keseluruhan menunjukkan hasil dimana seiring dengan kenaikan suhu maka resistansi yang dihasilkan akan semakin menurun.

Jika Pengujian terhadap perubahan suhu terus dilanjutkan, maka akan diperoleh nilai resistansi sesuai yang diinginkan seperti pada nilai hasil perancangan. Dengan hasil resistansi tersebut maka suhu kerja sensor akan diperoleh.

4. Kesimpulan

1. Parameter yang mempengaruhi kecepatan pendeposisian adalah tekanan gas dan daya yang digunakan.
2. Hasil pelapisan bahan metal oksida dengan teknik sputtering dapat melekat dengan baik.
3. Bahan lapisan sensitif sensor yang akan digunakan harus sesuai dengan rencana gas yang akan dideteksi.
4. Perbedaan ketebalan pada lapisan sensitif mempengaruhi pada ikatan atom bahan sehingga mempengaruhi pada perubahan resistansi.
5. Hasil pelapisan bahan sensitif menunjukkan adanya perubahan nilai resistansi yang linier terhadap perubahan suhu yang diberikan.
6. Hasil maksimum yang diharapkan adalah resistansi terendah untuk kerja sensor yang

dapat dicapai berada pada suhu yang tidak terlalu tinggi, sehingga sensor akan lebih cepat bekerja dan lebih sensitif.

Ucapan Terimakasih

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

5. Daftar Pustaka

1. Hunter G.W, "Chemical Microsensor", *The Electrochemical Society Interface*, 2004.
2. Haskard, Malcolm. R "Thick Film Hybrid Manufacture and Design", *Preitice Hall, Inc*, New Jersey. 1988.
3. Cirera. A, "SnO₂ Based Semiconductor Gas", 2000.
4. Barsan. N, "Gas Sensing Mechanisms in Thick and Porous SnO₂ Layers", *Institute for Interface Analysis and Sensor*, Tuebingen.
5. Weimar. U, "Understanding the Fundamental Principle of Metal Oxide Based Gas Sensor", *The Exampel of CO Sensing with SnO₂ Sensor in the Presence of Humidity*, *Institute of Physical and Theoretical Chemistry*, University of Tuebingen, Germany, 2003.
6. Hann S, "SnO₂ Thick Film sensors at Ultimate limits : Performance at Low O₂ and H₂O Concentration Size Reduction by CMOS Technology", *Der Fakultät für Chemie und Pharmazie der Eberhard-Karls-Universität Tübingen*, Germany, 2002.

Model Pengatur Lampu Lalu Lintas dengan Metal Detektor Berbasis Mikrokontroler ATmega8535

Yaya Sulaeman¹⁾, Asep Yudi Hercuadi²⁾, Iqbal Syamsu³⁾

Puslit Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Komplek LIPI Gd. 20 Lt. IV, Bandung, 40135

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

Abstract

In this paper we describe pre-timed traffic light model based on microcontroller Atmega8535. This traffic light model here the processor consists of 4 main parts i.e main processor circuits, LED (Light Emitting Diode) circuits and metal detector as sensor circuits. Sensor circuit acted as a time control for LED traffic light circuit which represent three colours of red, yellow and green light. These three different colours indicated model of traffic light in the intersection street.

Key words : Traffic Light, Microcontroller, LED

Abstrak

Dalam tulisan ini kami membahas model pengatur lalu lintas jenis pre-timed berbasis mikrokontroler ATmega8535. Model pengatur lalu lintas menggunakan prosesor yang terbagi menjadi 4 bagian utama yaitu, rangkaian pemroses utama, rangkaian LED (Light Emitting Diode) dan rangkaian jenis metal detector. Rangkaian sensor berfungsi untuk mengendalikan waktu pada rangkaian lampu lalu lintas (LED). LED yang digunakan yaitu warna merah, kuning, dan hijau. Ketiga jenis warna mengindikasikan model lampu pengatur lalu lintas dipersimpangan jalan.

Kata kunci : lampu lalu lintas, mikrokontroler, LED.

1. Pendahuluan

Jalan raya merupakan suatu sarana penting dalam bidang transportasi, terutama untuk mobilitas manusia dari satu tempat ke tempat lain. Akibat meningkatnya volume kendaraan, timbul permasalahan khususnya dalam hal pengaturan lalu lintas jalan dalam hal ini persimpangan jalan.

Persimpangan merupakan simpul pada jaringan jalan dimana jalan-jalan bertemu pada lintasan berpotongan dan merupakan tempat yang rawan kecelakaan seandainya persimpangan tersebut tidak diatur lalu lintasnya. Guna membantu kelancaran lalu lintas di jalan raya maka perlu adanya suatu sistem untuk pengaturan perlintasan tersebut yang disebut *traffic light*. Sistem yang terpasang di beberapa persimpangan masih menggunakan rangkaian elektronik analog dan PLC dimana dari segi pembiayaan relatif mahal.

Perancangan sistem *traffic light* secara analog maupun menggunakan PLC selain penggunaannya yang rumit, juga biaya yang dikeluarkan cukup besar, untuk mengatasi hal tersebut maka alternatifnya digunakan sistem berbasis mikrokontroler dengan rangkaian sensor. Sensor berfungsi untuk menentukan kepadatan dari setiap jalur dalam persimpangan.

2. Klasifikasi Traffic Light

Penerapan *traffic light* diklasifikasikan pada persimpangan jalan raya menjadi dua yaitu *pretimed traffic light* dan *traffic actuated light*.

2.1 Pretimed Traffic Light

Pretimed traffic light adalah suatu jenis *traffic light* yang program waktunya telah ditentukan lebih dahulu, urutan-urutan proses kerjanya dari *traffic light* tersebut berulang-ulang secara teratur.

Jenis klasifikasi yang satu ini paling efisien bila digunakan pada persimpangan-persimpangan dimana pola lalu lintas relatif stabil.

Pada jenis klasifikasi yang satu ini memiliki beberapa keuntungan seperti :

Starting time dan interval waktu yang tetap, sehingga memungkinkan pengkoordinasian *traffic light* yang berdekatan.

Jenis klasifikasi ini tidak bergantung kepada pergerakan kendaraan melalui sensor atau detector.

Kerugian dari jenis ini adalah tidak dapat digunakan [ada area yang mempunyai kebutuhan lalu lintas yang fluktuasi dalam jangka waktu yang singkat.

2.2 Traffic Actuated Light

Traffic Actuated Light adalah jenis yang program penyalanya diatur atau berubah sesuai keadaan lalu lintas yang dideteksi oleh suatu sensor atau detector.

Keuntungan utama dari klasifikasi jenis ini dapat memberikan efisiensi maksimal untuk persimpangan yang mempunyai volume lalu lintas yang banyak berfluktuasi. Sedangkan kerugian utamanya sangat sulitnya mengkoordinasi *traffic light* dalam satu sistem atau jaringan.

Traffic actuated light terdiri atas dua jenis ;

- Full Traffic Actuated Light
- Semi Traffic Actuated Light

3. Mikrokontroler Atmega8535

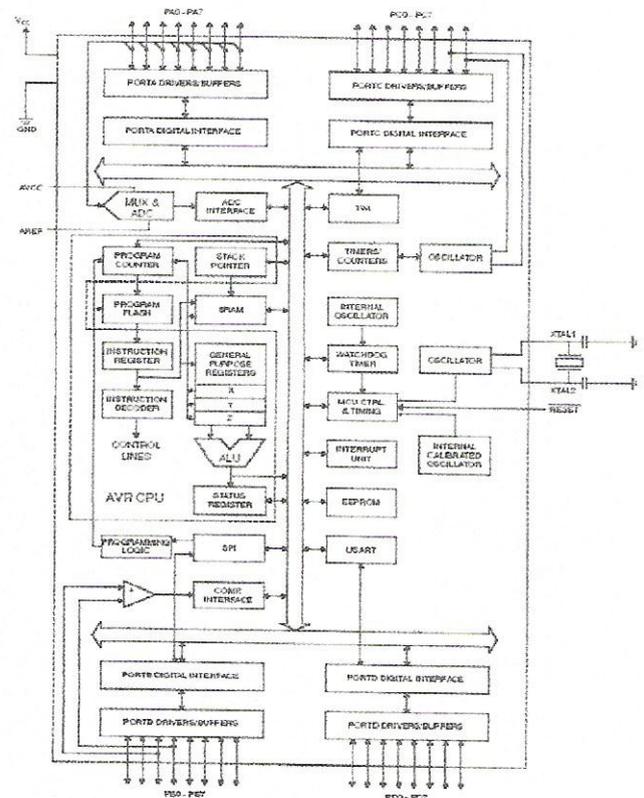
Mikrokontroler merupakan suatu hasil terobosan teknologi mikroprosesor dan mikrokomputer. Secara umum sebuah mikrokontroler terdiri atas mikroprosesor khusus yang telah dilengkapi dengan input/output serta memori internal.

Atmega8535 adalah mikrokontroler CMOS 8-bit daya rendah berbasis arsitektur RISC(-) yang ditingkatkan. Kebanyakan instruksi dikerjakan pada satu siklus clock, Atmega8535 mempunyai

throughput mendekati 1 MIPS per MHz membuat desain sistem untuk mengoptimasi konsumsi daya versus kecepatan proses.

3.1 Blok Diagram Atmega8535

Inti dari AVR(-) adalah dengan menyatukan beberapa instruksi 32 register kerja serbaguna. Ke-32 register kerja serbaguna terhubung langsung dengan ALU(-), hal tersebut memungkinkan 2 buah register mandiri diakses dengan menggunakan sebuah instruksi dalam satu siklus clock.



Gambar1 : Diagram Blok Atmega8535

3.2 Konfigurasi pin

Konfigurasi pin AT mega8535;

Vcc (pin10) : 4.5 -5.5 Vdc

GND (pin31)

Port A (PA7 s/d PA0)

Port A berlaku sebagai input analog untuk ADC. Port A juga berlaku sebagai *port input-output* (I/O) 8 bit *bi-directional*, jika AC tidak

digunakan. Pin port menyediakan resistor *pull-up internal*. Output buffer port A memiliki karakteristik kendali simetris dikedua kemampuan *sink* dan *source*. Ketika pin PA0 s/d PA7 digunakan sebagai input dan ditarik rendah dari luar, maka akan menjadi sumber arus jika resistor *pull-up* internal diaktifkan. Pin port A adalah *tri state* ketika kondisi reset aktif bahkan ketika *clock* tidak bekerja.

- Port B (PB7 s/d PB0)
- Port C (PC7 s/d PC0)
- Port D (PD7 s/d PD0)
- Reset
- XTAL1
- XTAL2
- AVCC
- AREF

3.3 Memori Atmega8535

Arsitektur AVR memiliki dua ruang memori utama yaitu memori data dan memori program. Sebagai tambahan Atmega8535 juga memiliki memori EEPROM untuk penyimpanan data. Ketiga jenis ruang memori ini bersifat linier dan regular.

Memori Atmega8535 terdiri atas ;

- Memori Program Flash
- Memori Data SRAM
- Memori data EEPROM

4. Sistem Simulasi Traffic Light

Secara garis besar simulasi traffic light berbasis mikrokontroller Atmega8535 ini bekerja atau aktif ketika diberi tegangan 5 volt, rangkaian untuk mensimulasikan traffic light dengan menggunakan mikrokontroller ini terbagi menjadi 3 bagian utama ;

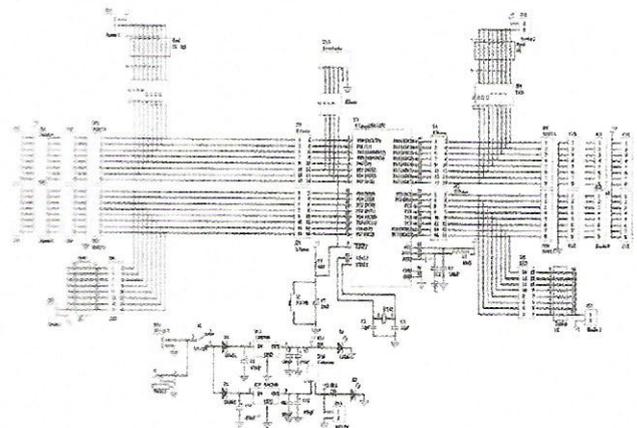
- Rangkaian pemroses utama
- Rangkaian LED
- Rangkaian sensor

Rangkaian sensor berfungsi untuk mengendalikan waktu pada rangkaian lampu lalu lintas (LED) berwarna merah, kuning dan hijau.

4.1 Perancangan Perangkat Keras

Perancangan perangkat keras untuk sistem traffic light ini diawali dengan membuat suatu rangkaian minimum mikrokontroler. Rangkaian ini digunakan sebagai pengontrolnya dan sebagai rangkaian aplikasi tertentu berdasarkan program yang dibuat.

Mikrokontroler yang akan digunakan jenis Atmega8535 merupakan mikrokontroller 8 bit dengan kapasitas ROM 4KB dan RAM 128 bytes. Skema sistem minimum mikrokontroller Atmega8535 diperlihatkan pada gambar 2.

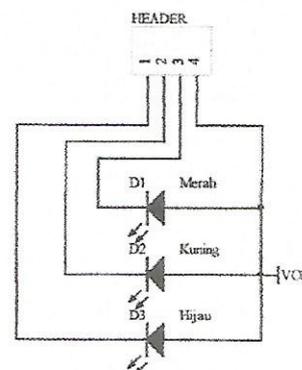


Gambar 2 : Minimum Mikrokontroler AT8535

4.2 Simulasi Lampu lalu lintas

Rangkaian yang mendrive simulasi lampu lalu lintas yang dalam hal ini disimulasikan dengan menggunakan LED merah, kuning dan hijau, masing-masing sebanyak 3 buah LED, skema sistem lalu lintas terlihat seperti pada gambar 3.

Dalam penerapan sesungguhnya *traffic light* ini tentu saja tidak menggunakan LED sebagai



Gambar 3 : Model Pengatur Simulasi Lampu Lalu Lintas

penunjuk merah, kuning dan hijau, tetapi menggunakan lampu daya besar. Sistem dengan model simulasi mikrokontroler ini hanya aktif dengan tegangan 5 volt, maka untuk penerapan dengan lampu yg daya besar digunakan rangkaian relay sebagai saklar.

4.3 Rangkaian Sensor

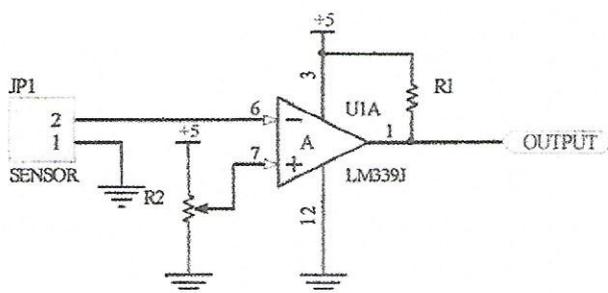
Pada rangkaian sensor ini menggunakan salah satu jenis sensor metal detektor. Sensor ini berfungsi sebagai input ke mikrokontroler Atmega8535. Sensor ini bekerja pada saat lampu merah dan ditempatkan pada jarak 10 mobil yang merapat pada saat lampu merah, prinsip kerja dari sensor adalah sebagai berikut;

Sensor ini akan ON apabila terlewati mobil atau motor, apabila sensor tersebut tidak mendeteksi suatu kendaraan kurang dari 5 detik maka input sensor tidak akan dieksekusi oleh mikrokontroler Atmega8535.

Pada saat lampu merah dan kendaraan padat (10 kendaraan atau lebih), maka sensor akan ON terus. Apabila waktu saat sensor ON melebihi 5 detik, maka barulah input dari sensor akan dieksekusi oleh mikrokontroler Atmega8535.

Input sensor tersebut membuat mikrokontroler Atmega 8535 mengeksekusi program selanjutnya yaitu lampu hijau nyala lebih cepat dari waktu yang ditentukan.

Sensor metal detektor ini ditempatkan disemua arah yaitu utara, selatan, barat dan timur. Sensor yang ditempatkan di utara dan selatan dibuat paralel, sehingga sensor tersebut akan



Gambar 4 : Rangkaian Sensor Metal Detektor

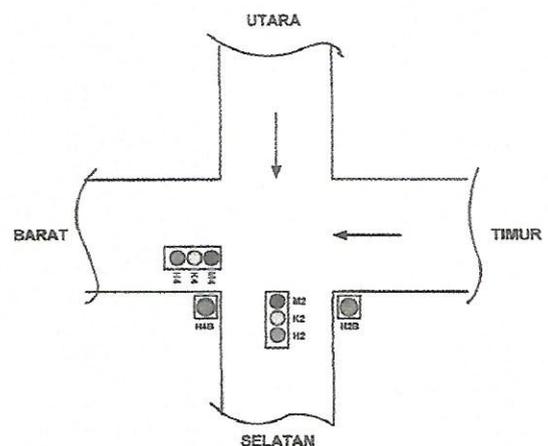
bekerja bila pada salah satu atau keduanya aktif. Berikut adalah rangkaian sensor metal detektor.

4.4 Perangkat Lunak

Perangkat lunak dirancang untuk pendukung kinerja dari perangkat kerasnya, dengan perangkat ini sistem bisa diatur sesuai keinginan, semua instruksi perangkat lunak di simpan di memori dalam mikrokontroler melalui proses yang dinamakan download.

Perangkat lunak yang digunakan adalah BASCOMAVR, adalah sangat penting untuk mengetahui situasi persimpangan jalan sebelum membuat program hal ini berguna untuk menentukan program yang akan dibuat seperti halnya mengenai pewaktuan dari setiap fase-fasenya maupun penyalaan saat merah, kuning dan hijau.

Klasifikasi traffic light yang akan dibuat ini termasuk jenis klasifikasi pretimed traffic light, maka dapat kita tentukan bahwa perangkat lunak ini dibuat untuk satu jalan dengan urutan-urutan proses kerjanya berulang-ulang secara teratur dan akan paling efisiensi bila digunakan pada persimpangan dengan pola lalu lintas relatif stabil.



Gambar 5 : Model satu persimpangan jalan raya.

Keterangan:

Persimpangan 1 lampu merah, hijau, kuning dan lampu untuk pejalan kaki, arah selatan ke utara.

Persimpangan 2 lampu merah, hijau, kuning dan lampu untuk pejalan kaki, arah barat ke timur.

Persimpangan 3 dan 4 diparalel dengan lampu di persimpangan 1 dan 2.

Pengaturan arus pejalan kaki (pedestrian) diatur melalui pengaturan arus lalu lintas kendaraan. Apabila pada suatu keadaan dimana pengaturan kendaraan menyala lampu merah maka untuk pengaturan pejalan kaki menyala lampu hijau dan sebaliknya, tetapi dalam pembuatan simulasi traffic light ini untuk pengaturan arus pejalan kaki tidak disimulasikan.

Dari keterangan diatas, maka dapat ditentukan penggunaan port pada mikrokontroller Atmega8535 dalam perancangan simulasi traffic light yaitu sebagai input adalah Port A dan output adalah Port B dan C, dapat digambarkan seperti tabel di bawah ini:

Tabel 1. Port Input pada Atmega8535

Port A	Keterangan
PA.0	Sensor Utara
PA.1	Sensor Timur
PA.2	Sensor Selatan
PA.3	Sensor Barat

Tabel 2. Port Output pada Atmega8535

Port B	Keterangan	Port C	Keterangan
PB.2	Hijau 1	PC.2	Hijau 3
PB.3	Kuning 1	PC.3	Kuning 3
PB.4	Merah 1	PC.4	Merah3
PB.5	Hijau 2	PC.5	Hijau 4
PB.6	Kuning 2	PC.6	Kuning 4
PB.7	Merah 2	PC.7	Merah 4

5. Kesimpulan

Simulasi traffic light berbasis mikrikontroller Atmega8535 yang dibuat ini hanya mampu mengatur satu persimpangan saja maka apabila diinginkan untuk mengatur persimpangan lebih dari satu perlu dilakukan pengkondisian awal dengan mengambil data terbaru dari kondisi persimpangan itu sendiri lalu diolah menjadi sebuah program untuk selanjutnya disimpan dimemori mikrokontroller.

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih sebesar-besarnya kepada Redaksi Jurnal PPET dan seluruh staf serta pegawai Puslit Elektronika dan Telekomunikasi LIPI sehingga penulisan paper ini dapat diselesaikan.

6. Daftar Pustaka

- Boylested, Robert. "Electronic Device and Circuit Theory", Seven Edition New jersey: *Pretice hall International, INC.* 1992.
- <http://www.alldatasheet.com>
- <http://www.atmel.com>
- Tocci, Ronald J.. "Digital System Principles and Aplication" . Sixth Edition. New Jersey : *Prentice Hall International, INC.* 1995

Optimasi Desain Filter Optik Jenis Parallel-Cascaded Microring-Resonator (PCMR) dengan Menggunakan Metoda Transfer Matrix dan Signal Flow Graph

Dadin Mahmudin dan Iip Syarif H

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET-LIPI)

Jl. Cisit No.21/154 D, Bandung 40135

Telp: (022) 2504661/ E-mail: dadin@ppet.lipi.go.id, iip@ppet.lipi.go.id

Abstract

The filter is a key component of an advanced optic communication system. This resume is meant to find the optimum design of some PCMR structures which consist of PCMR-2 (2 rings), PCMR-3 (3 rings), PCMR-4 (4 rings) using the matrix transfer method that is fused with flowgraph signal method through a computer simulation program. The result of simulation shows that the optimum design of PCMR is 3-ringed structure (PCMR-3).

Keyword : filter, Parallel-Cascaded Microring-Resonator, transfer matrix, signal flow graph

Abstrak

Filter adalah salah satu komponen penting dalam suatu sistem komunikasi optik masa depan. Makalah ini bertujuan untuk mencari desain optimum dari beberapa struktur Parallel-Cascaded Microring-Resonator (PCMR) yang terdiri dari PCMR-2 (2 ring), PCMR-3 (3 ring), dan PCMR-4 (4 ring) dengan menggunakan metoda transfer matrix yang digabungkan dengan metoda signal flow graph melalui sebuah simulasi dengan menggunakan program komputer. Hasil simulasi menunjukkan bahwa desain optimum untuk PCMR adalah struktur dengan jumlah ring sebanyak 3 buah (PCMR-3).

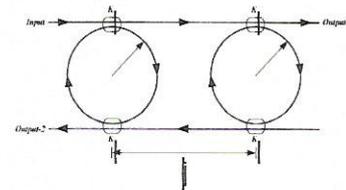
Kata Kunci : filter, Parallel-Cascaded Microring-Resonator, transfer matrix, signal flow graph

1. Pendahuluan

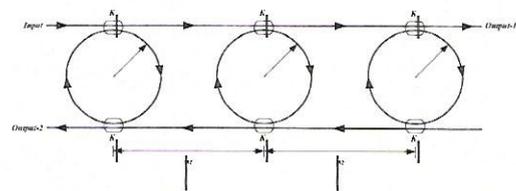
Microring Resonator (MRR) merupakan filter optik yang sangat potensial untuk dikembangkan. Di jaringan komunikasi optik yang berbasis DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*), MRR dapat dijadikan sebagai OADM atau *multiplexer* (MUX dan DEMUX). [1]

Parallel-Cascaded Microring-Resonator (PCMR) merupakan bentuk inovatif dari Microring-Resonator. Struktur PCMR terdiri dari ring-ring yang sama besar dengan jari-jari r yang disusun secara paralel (*horizontal*). Masing-masing ring tersebut mempunyai dua buah kopling yang menghubungkan ring dengan saluran *waveguide*. *Output-1* merupakan *output* antiresonansi dan *output-2* merupakan *output* resonansi. Pada PCMR juga terdapat *waveguide-bus* (l_b) yang menghubungkan antar ring. Diagram

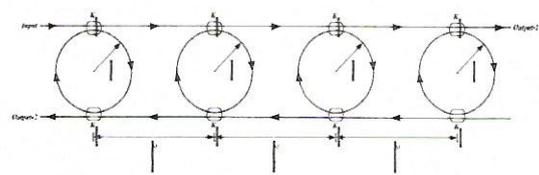
skematik dari PCMR dapat dilihat pada Gambar 1, 2 dan 3. [1], [2], [3].



Gambar 1: Diagram skematik PCMR-2



Gambar 2: Diagram Skematik PCMR-3



Gambar 3: Diagram Skematik PCMR-4

Di makalah ini akan dibuat model matematis dari struktur-struktur yang didisain dengan menggunakan metoda *signal flow graph* dan *transfer matrix*. Struktur-struktur yang akan didesain terdiri dari, PCMR-2, PCMR-3 dan PCMR-4. (Gambar 3). Setelah itu akan dilakukan simulasi menggunakan program komputer untuk melihat karakteristik respon frekuensi dan mencari disain yang optimum dengan mengatur parameter-parameter fisik masing-masing struktur. Struktur-struktur dasar yang telah didapat disain optimumnya akan dibandingkan satu sama lain untuk mengetahui kelebihan dan kekurangannya.

2. Tinjauan Pustaka

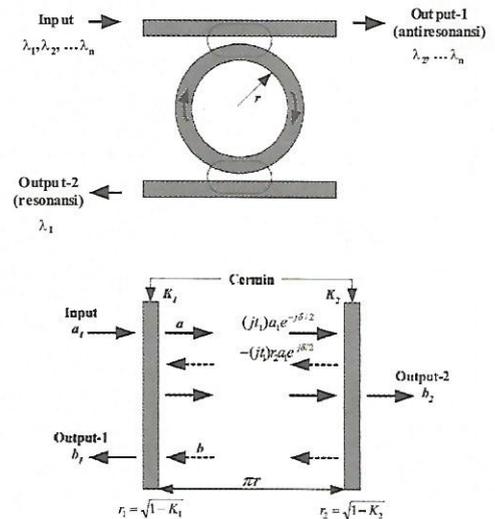
Filter optik jenis MRR mempunyai cara kerja seperti yang ditunjukkan pada gambar 4. Dimisalkan sinyal *input* dengan frekuensi sudut ω ($2\pi f$) dan amplitudo a_1 masuk ke cermin 1 yang mempunyai koefisien pantul r_1 . Diasumsikan tidak ada *loss* di medium, sehingga sinyal tersebut sebagian akan diteruskan dengan amplitudo $(jt_1)a_1$ dengan harga $t_1 = \sqrt{1-r_1^2}$ dan sebagian lagi dipantulkan dengan amplitudo $-r_1a_1$. Sinyal yang diteruskan tersebut akan sampai ke cermin 2 (yang mempunyai koefisien pantul r_2) dengan perubahan fasa sebesar $\delta/2$ dimana :

$$\delta = \frac{n_{eff} 2\pi l}{\lambda} = \beta l, \tag{1}$$

Dengan n_{eff} adalah indeks bias efektif dari *waveguide*, λ adalah panjang gelombang dan l adalah panjang lintasan yang dalam hal ini keliling lingkaran ($2\pi r$), sedangkan β adalah konstanta propagasi.

Sinyal yang masuk ke cermin 2 [$(jt_1)a_1e^{-j\delta/2}$], sebagian akan diteruskan [$(jt_2)(jt_1)a_1e^{-j\delta/2}$] dan sebagian lagi akan dipantulkan kembali ke cermin 1 [$-(jt_1)r_2a_1e^{-j\delta/2}$]. Sinyal tersebut akan sampai di cermin 1 dengan perubahan fasa sebesar $\delta/2$ sehingga menjadi $-(jt_1)r_2a_1e^{-j\delta}$

yang kemudian akan diteruskan lagi sebagian [$-(jt_1)(jt_1)r_2a_1e^{-j\delta}$] dan sebagian lagi dipantulkan ke cermin 2 [$(jt_1)r_1r_2a_1e^{-j\delta}$]. Di cermin 2, proses seperti diatas akan terus berlanjut, sehingga pengulangan ini merupakan suatu deret geometri tak hingga seperti yang ditunjukkan pada persamaan 2.



Gambar 4: Pemodelan *microring-resonator* dengan *fabry-perot interferometer*(FPI).

Jumlah sinyal total yang meninggalkan cermin 1 dan menuju ke cermin 2 dapat ditulis :

$$a = \sum_{m=0}^{\infty} (r_1r_2e^{-j\delta})^m jt_1a_1 = \frac{jt_1}{1-r_1r_2e^{-j\delta}} a_1 \tag{2}$$

3. Metoda Penelitian

Metoda-metoda yang digunakan dalam menganalisa suatu struktur MRR dalam makalah ini adalah menggunakan metoda *transfer matrix* yang digabungkan dengan metoda *signal flow graph*. *Transfer matrix* yang merupakan bentuk sederhana dari *scattering matrix*, dalam beberapa literatur juga disebut sebagai *ABCD matrix* atau *transmission matrix*. Metoda *signal flow graph* digunakan untuk mencari bentuk akhir *transfer matrix* dari struktur MRR yang akan menghasilkan *transfer function* dari MRR tersebut. Metoda *signal flow graph* untuk mencari bentuk *transfer matrix* MRR yang

digunakan ini lebih sederhana dari metoda chain matrix seperti yang dijelaskan pada [4].

4. Hasil dan Pembahasan

Pada struktur PCMR, FSR filter terdiri dari FSR ring (FSR_r) dan FSR bus (FSR_b), dimana :

$$FSR_r = \frac{c}{n_{eff} 2\pi r} \quad (11)$$

$$FSR_b = \frac{c}{n_{eff} (2l_b + 2\pi r)} \quad (12)$$

Berdasarkan prinsip efek vernier, maka FSR_{parallel} adalah :

$$FSR_{parallel} = m.FSR_r = n.FSR_b \quad (13)$$

dimana *m* dan *n* merupakan bilangan prima. Persamaan (11) dan (12) akan menghasilkan hubungan :

$$l_b = \pi r \left[\frac{n}{m} - 1 \right] \quad (14)$$

Jika nilai *m* = 1, maka *n* harus lebih besar dari 2. Sehingga nilai terkecil dari *l_b* adalah sebesar πr

Pada Bagian ini akan dicari disain optimum dari PCMR yang terdiri dari tiga struktur yaitu PCMR-2, PCMR-3 dan PCMR-4 . Asumsi yang digunakan dalam simulasi komputer antara lain :

- Nilai FSR_r sebesar 100 GHz.
- Panjang *l_b* sebesar πr dan $2\pi r$.
- Indeks bias efektif (*n_{eff}*) yang digunakan sebesar 1.64.
- Nilai *K₁* - *K_n* besarnya sama.
- Variasi nilai *K₁* - *K_n* yang digunakan yaitu : 0.01, 0.05, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, dan 0.7.

4.1 Analisis PCMR-2

PCMR-2 merupakan struktur PCMR yang terdiri dari 2 buah ring. Diagram skematik dari PCMR-2 dapat dilihat pada Gambar 1.

Perhitungan transfer-function dari PCMR-2 memakai metoda gabungan antara transfer matrix dan metoda signal flow graph. PCMR-2

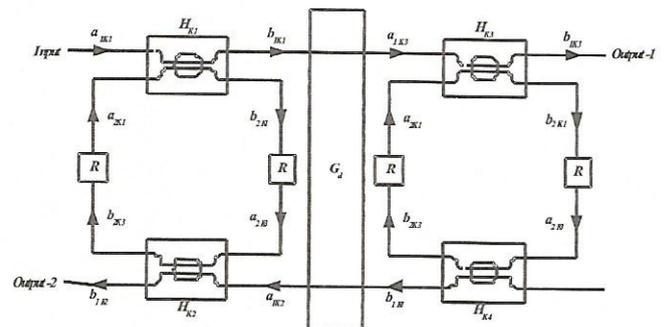
dapat dibagi menjadi dua buah komponen utama yaitu komponen kopling dan komponen double delay-line seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5. Komponen kopling yaitu *H_{K1}*, *H_{K2}*, *H_{K3}*, dan *H_{K4}* sedangkan komponen double delay-line yaitu *G_d*. Komponen *R* merupakan komponen single delay-line. Transfer matrix dari kopling [*H_{Kn}*] dan double delay-line [*G_d*] adalah :

$$[H_{Kn}] = \sqrt{1-\gamma} \begin{bmatrix} \sqrt{1-K_n} & -j\sqrt{K_n} \\ -j\sqrt{K_n} & \sqrt{1-K_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} \quad (15)$$

n = 1, 2, 3, 4

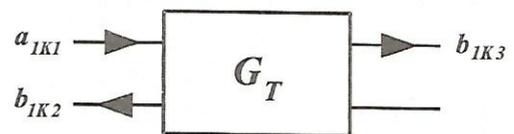
$$[G_d] = \begin{bmatrix} e^{j(\beta-j\alpha)l_b} & 0 \\ 0 & e^{-j(\beta-j\alpha)l_b} \end{bmatrix}$$

$$R_n = e^{-j(\beta-j\alpha)\pi r}$$



Gambar 5 : Diagram Blok PCMR-2

Dari Gambar 6 dapat dilihat bahwa input PCMR-2 adalah *a_{1K1}* sedangkan output-1 dan output-2 adalah *b_{1K3}* dan *b_{1K2}*, sehingga PCMR-2 dapat dimodelkan menjadi :



Gambar 6: Pemodelan PCMR-2

Dengan transfer matrix :

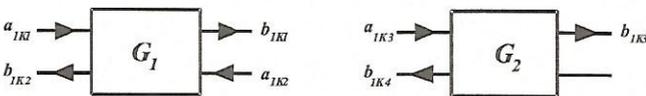
$$\begin{bmatrix} a_{1K1} \\ b_{1K2} \end{bmatrix} = [G_T] \begin{bmatrix} b_{1K3} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (G_T)_{11} & (G_T)_{12} \\ (G_T)_{21} & (G_T)_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{1K3} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Matriks $[G_T]$ merupakan *transfer matrix* untuk konfigurasi *feed-backward*, sedangkan konfigurasi *feed-forward* untuk PCMR-2 adalah :

$$\begin{bmatrix} b_{1K3} \\ b_{1K2} \end{bmatrix} = [H_T] \begin{bmatrix} a_{1K2} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (H_T)_{11} & (H_T)_{12} \\ (H_T)_{21} & (H_T)_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1K2} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

Matriks $[G_T]$ diperoleh dari perkalian antara *transfer matrix* tiap ring dan *double delay-line*.

Ring-1 $[G_1]$ dan ring-2 $[G_2]$ dapat dimodelkan menjadi :



Gambar 7: Pemodelan ring-1 dan ring-2

Sehingga persamaan (16) menjadi :

$$\begin{bmatrix} a_{1K1} \\ b_{1K2} \end{bmatrix} = [G_1] \cdot [G_d] \cdot [G_2] \cdot \begin{bmatrix} b_{1K3} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

Berdasarkan *transfer matrix* PCMR-2 di persamaan (18) maka transmitansi dari *output* antiresonansi (T_{ar}) dan *output* resonansi (T_r) dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$T_{ar} = \left| \frac{b_{1K3}}{a_{1K1}} \right|^2 = |(H_T)_{11}|^2, \quad (19)$$

$$T_r = \left| \frac{b_{1K2}}{a_{1K1}} \right|^2 = |(H_T)_{21}|^2, \quad (20)$$

Matriks $[G_1]$ dan $[G_2]$ merupakan bentuk *feed-backward* dari matriks $[H_1]$ dan $[H_2]$ untuk ring-1 dan ring-2. Dengan menggunakan metoda *signal flow graph* akan didapatkan bentuk akhir dari $(H_1)_{11}$, $(H_1)_{12}$, $(H_1)_{21}$, dan $(H_1)_{22}$ yaitu :

$$\begin{cases} (H_1)_{11} = A_1 + \frac{R^2 B_1 C_1 D_2}{1 - R^2 D_1 D_2}, \\ (H_1)_{12} = \frac{R B_1 C_2}{1 - R^2 D_1 D_2}, \\ (H_1)_{21} = \frac{R B_2 C_1}{1 - R^2 D_1 D_2}, \\ (H_1)_{22} = A_2 + \frac{R^2 B_2 C_2 D_1}{1 - R^2 D_1 D_2}, \end{cases} \quad (21)$$

Sehingga :

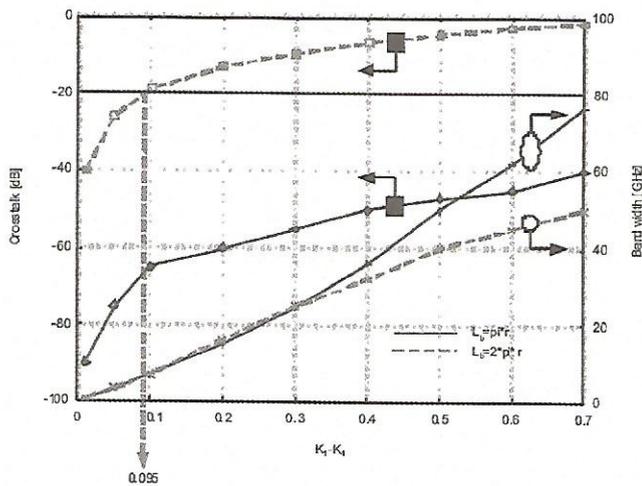
$$\begin{cases} (G_1)_{11} = \frac{1}{(H_1)_{11}}, \\ (G_1)_{12} = -\frac{(H_1)_{12}}{(H_1)_{11}}, \\ (G_1)_{21} = \frac{(H_1)_{21}}{(H_1)_{11}}, \\ (G_1)_{22} = (H_1)_{22} - \left(\frac{(H_1)_{12} (H_1)_{21}}{(H_1)_{11}} \right), \end{cases} \quad (22)$$

Untuk bentuk akhir dari $(H_2)_{11}$, $(H_2)_{12}$, $(H_2)_{21}$, dan $(H_2)_{22}$ didapatkan dengan mengganti nilai A_1 , B_1 , C_1 , dan D_1 pada persamaan (20) menjadi A_3 , B_3 , C_3 , dan D_3 . Sedangkan nilai A_2 , B_2 , C_2 , dan D_2 menjadi A_4 , B_4 , C_4 , dan D_4 . Sehingga didapatkan :

$$\begin{cases} (H_2)_{11} = A_3 + \frac{R^2 B_3 C_3 D_4}{1 - R^2 D_3 D_4}, \\ (H_2)_{12} = \frac{R B_3 C_4}{1 - R^2 D_3 D_4}, \\ (H_2)_{21} = \frac{R B_4 C_3}{1 - R^2 D_3 D_4}, \\ (H_2)_{22} = A_4 + \frac{R^2 B_4 C_4 D_3}{1 - R^2 D_3 D_4}, \end{cases} \quad (23)$$

4.2 Hasil Simulasi PCMR-2

Untuk struktur PCMR-2 tidak terdapat *ripple* pada puncak spektrum. Grafik karakteristik nilai *crossstalk* dan *bandwidth* terhadap perubahan nilai $K_1(=K_2=K_3=K_4)$ ditunjukkan pada Gambar 8.



Gambar 8: Karakteristik *crossstalk* dan *bandwidth* PCMR-2

Dari Gambar 8 dapat dilihat bahwa untuk $l_b = \pi r$, seluruh nilai kopling memenuhi syarat (menghasilkan *crossstalk* < -20 dB). Sedangkan untuk $l_b = 2\pi r$, didapat nilai $K_1(=K_2=K_3=K_4) = 0.095$ yang menghasilkan *crossstalk* = -20 dB.

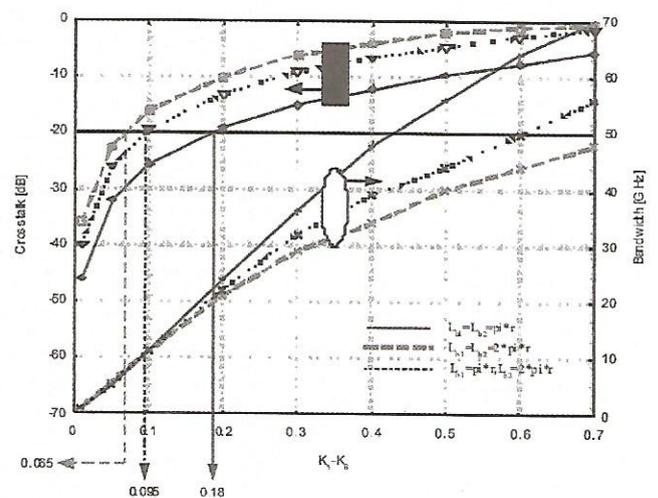
4.3 Struktur PCMR-3 dan PCMR-4

Struktur PCMR-3 terdiri dari 3 buah ring sama besar yang disusun secara paralel. Struktur ini mempunyai 2 buah bus yaitu l_{b1} dan l_{b2} . Diagram skematik dari PCMR-3 ditunjukkan oleh Gambar 2.

Sedangkan struktur PCMR-4 terdiri dari 4 buah ring sama besar yang disusun secara paralel dan mempunyai 3 buah bus yaitu l_{b1} , l_{b2} , dan l_{b3} . Diagram skematik dari PCMR-4 ditunjukkan oleh Gambar 3.

Grafik karakteristik nilai *crossstalk* dan *bandwidth* PCMR-3 terhadap perubahan nilai $K_1(=K_2=K_3=K_4=K_5=K_6)$ ditunjukkan pada Gambar 7.

Dari Gambar 9 dapat dilihat bahwa panjang $l_{b1} = l_{b2} = l_{b3} = \pi r$ mempunyai nilai *crossstalk* dan *bandwidth* yang lebih optimum bila dibandingkan dengan nilai *crossstalk* dan *bandwidth* yang dihasilkan apabila panjang $l_{b1} = l_{b2} = 2\pi r$ dan $l_{b1} = \pi r, l_{b2} = 2\pi r$. Untuk menghasilkan *crossstalk* -20 dB, didapatkan harga $K_1(=K_2=K_3=K_4=K_5=K_6)$ sebesar 0.18 (untuk $l_{b1} = l_{b2} = \pi r$), 0.065 (untuk $l_{b1} = l_{b2} = 2\pi r$), dan 0.095 (untuk $l_{b1} = \pi r, l_{b2} = 2\pi r$).

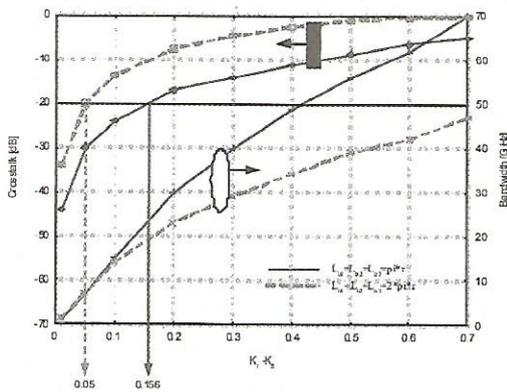


Gambar 9: Karakteristik *crossstalk* dan *bandwidth* PCMR-3

Grafik karakteristik nilai *crossstalk* dan *bandwidth* PCMR-4 terhadap perubahan nilai $K_1(=K_2=K_3=K_4=K_5=K_6=K_7=K_8)$ ditunjukkan pada Gambar 8.

Dari Gambar 10 dapat dilihat bahwa bahwa panjang $l_{b1} = l_{b2} = l_{b3} = \pi r$ mempunyai nilai *crossstalk* dan *bandwidth* yang lebih optimum bila dibandingkan dengan nilai *crossstalk* dan *bandwidth* yang dihasilkan apabila panjang $l_{b1} = l_{b2} = l_{b3} = 2\pi r$.

Nilai $K_1(=K_2=K_3=K_4=K_5=K_6=K_7=K_8)$ yang diperoleh untuk menghasilkan *crossstalk* sebesar -20 dB adalah 0.156 (untuk $l_{b1} = l_{b2} = l_{b3} = \pi r$) dan 0.05 (untuk $l_{b1} = l_{b2} = l_{b3} = 2\pi r$).



Gambar 10: Karakteristik crosstalk dan bandwidth PCMR-4

4.4 Perbandingan PCMR-2, PCMR-3, dan PCMR-4

Berdasarkan nilai kopling optimum yang didapatkan untuk tiap struktur, maka dapat dibuat tabel *crosstalk* dan *bandwidth* yang dihasilkan untuk nilai kopling tersebut. Tabel disain optimum untuk PCMR-2, PCMR-3, dan PCMR-4 ditunjukkan pada Tabel 1.

Tabel 1: Disain optimum PCMR-2, PCMR-3, dan PCMR-4

Struktur	Panjang l_b	Kopling	Crosstalk [dB]	Bandwidth [GHz]
PCMR-2	$l_b = \pi r$	0.01 - 0.7	< -20	0.6 - 76
	$l_b = 2\pi r$	0.095	-20	7
PCMR-3	$l_{b1} = l_{b2} = \pi r$	0.18	-20	21
	$l_{b1} = l_{b2} = 2\pi r$	0.065	-20	7
	$l_{b1} = \pi r, l_{b2} = 2\pi r$	0.095	-20	11
PCMR-4	$l_{b1} = l_{b2} = l_{b3} = \pi r$	0.156	-20	25

Dari Tabel 1 dapat dilihat bahwa disain optimum untuk tiap struktur, diperoleh pada saat panjang bus minimum yaitu sebesar (sesuai dengan

persamaan 14). Untuk nilai koefisien kopling yang sama (misal : 0.1) dan *crosstalk* < -20 dB maka akan dihasilkan *bandwidth* sebesar 7.5 GHz (PCMR-2), 11 GHz (PCMR-3), dan 15 GHz (PCMR-4). Dari nilai *bandwidth* untuk ketiga struktur tersebut dapat disimpulkan bahwa *bandwidth* akan semakin lebar ketika jumlah ring ditambah. Tetapi penambahan ring juga mengakibatkan bertambahnya jumlah *side lobe* pada *stopband*. Sehingga disain optimum untuk PCMR adalah struktur dengan jumlah ring sebanyak 3 buah (PCMR-3). Dengan nilai $K_1(=K_2=K_3=K_4=K_5=K_6) = 0.18$ akan menghasilkan *crosstalk* dan *bandwidth* sebesar -20 dB dan 21 GHz.

5. Kesimpulan

PCMR-3 dengan jumlah ring 3 buah, panjang, dan nilai $K_1(=K_2=K_3=K_4=K_5=K_6) = 0.18$ menghasilkan *ripple ratio* 0 dB, *crosstalk* -20 dB dan *bandwidth* 21 GHz.

Untuk respon waktu, PCMR-3 mempunyai karakteristik yang baik yaitu sebesar 33 ps (*risetime*) dan 63 ps (*settling time*).

Disain optimum untuk PCMR adalah struktur dengan jumlah ring sebanyak 3 buah (PCMR-3).

Ucapan Terima Kasih

Penelitian ini didanai melalui DIPA Tematik PPET-LIPI tahun anggaran 2008 untuk itu kami ucapkan terimakasih atas terlaksananya penelitian tersebut

6. Daftar Pustaka

- Iip Syarif Hidayat, "A Study on Optical Microring-Resonator for Optical Wavelength Filter", *Graduation Dissertation School of Natural Science and Technology Okayama University*, 2003
- R. Grover, V. Van, T. A. Ibrahim, P. P. Absil, L.

- C. Calhoun, F. G. Johnson, J. V. Hryniewicz, P. T. Ho, "Parallel-Cascaded Semiconductor Microring Resonators for High-Order and Wide-FSR Filters", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 20, No.5, Mei 2002.
3. Andrea Meloni, "Synthesis of a Parallel-Coupled Ring-Resonator Filter", *Optics Letters*, Vol. 26, No. 12, Juni 2001.
4. Dominik G. Rabus, "Realization of Optical Filters Using Ring Resonator With Integrated Semiconductor Optical Amplifiers in GaInAsP/InP", *Graduation Dissertation Heinrich-Hertz-Institut fur Nachrichtentechnik Berlin GmbH*, 2002.
-

Pengaruh Jarak Antar *Feedpoint* Antena Dalam Meningkatkan Akurasi *Footprint* Antena GPR

1). Yudi Yulius M¹⁾, Yuyu Wahyu¹, Folin Oktafiani¹⁾, A.A. Lestari²⁾,
Adit Kurniawan³⁾, dan Sugihartono³⁾

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

2) IRCTR-TU DELFT The Netherland

3) Sekolah Teknik Elektro dan Informatika ITB

Abstract

In GPR system, antenna is holding a vital role. Generally each antenna only has a selected footprint with form and size proportional to the object (target to be detected). Therefore in this research it has been developed a GPR antenna system whose footprint can be altered. The designed and simulated antenna is a rolled-dipole antenna with 9 resistive load (with 3 x 3 configuration). The selection of antenna ration will determine the resulting footprint. This make possible operating GPR at various footprint by using just one antenna system.

Keyword : GPR, footprint, rolled-dipole.

Abstrak

Pada sistem GPR, antena memegang peranan yang sangat penting. Umumnya setiap antena hanya memiliki footprint tertentu, dimana bentuk dan ukuran footprint harus sebanding dengan objek (target yang akan dideteksi). Maka dalam penelitian ini telah dikembangkan sistem antena GPR yang footprint nya dapat diubah-ubah. Antena yang dirancang dan disimulasi pada penelitian ini ialah antena rolled-dipole dengan pembebanan resistif yang berjumlah 9 buah (dengan konfigurasi 3 x 3). Dengan pemilihan pencatuan antena akan menentukan footprint yang dihasilkan. Hal tersebut memungkinkan pengoperasian GPR untuk berbagai footprint dengan menggunakan satu sistem antena saja.

Kata Kunci : GPR, footprint, rolled-dipole

1. Pendahuluan

GPR (*Ground Penetrating Radar*) merupakan sistem yang berguna untuk proses pendeteksian objek yang terletak di bawah permukaan tanah hingga kedalaman tertentu. Dengan GPR, berbagai kegiatan atau penelitian untuk mengetahui informasi tentang keadaan di bawah permukaan tanah dapat dilakukan dengan cepat dan mudah. Contohnya untuk mendeteksi kabel yang ada di bawah permukaan tanah, untuk pendeteksian ranjau, dan masih ada bidang lain dimana aplikasi GPR digunakan. Sehingga jelas bahwa penggunaan GPR akan terus berkembang seiring dengan pengembangan teknologi yang menggunakan *subsurface* (permukaan di bawah tanah) sebagai medianya.

Dalam sistem GPR antena memainkan peran yang sangat penting, karena performansi umum dari GPR yang menggunakan impuls radar sangat

ditentukan oleh kemampuan antena untuk meradiasikan impuls ke tanah dengan tingkat *loss* dan distorsi yang seminimal mungkin.

Menurut [1], semakin tinggi frekuensi maka semakin tinggi juga pelemahan sinyal pada waktu perambatannya sehingga jarak jangkauan dari GPR juga akan semakin dangkal. Tetapi di sisi lain resolusi frekuensi nya yang selanjutnya akan mempengaruhi dari kualitas pencitraan akan semakin baik. Sehingga ada *tradeoff* antara kedalaman penetrasi dengan kualitas dari pencitraan. Dengan pertimbangan tersebut, antena yang kami gunakan didesain untuk eksitasi pulsa monocycle dengan durasi 1,6 ns (frekuensi pusat 600 MHz). Frekuensi tersebut cocok untuk aplikasi GPR resolusi menengah, yang digunakan untuk mendeteksi target yang kedalaman nya kurang dari 1m (contohnya ranjau, pipa, dan kabel).

Daerah (bidang) horizontal yang discan antenna GPR pada kedalaman tertentu disebut *footprint*. Untuk mendapatkan hasil penggambaran yang optimal, bentuk dan ukuran *footprint* harus sebanding dengan objek (target yang akan dideteksi). Jika *footprint* terlalu besar dibandingkan dengan objek, maka *ground clutter* juga ikut meningkat. *Ground clutter* merupakan benda-benda di luar objek pada daerah yang discan antenna GPR, yang ikut memantulkan sinyal dari transmitter sehingga dapat mengaburkan penggambaran dari objek. Sebaliknya jika *footprint* terlalu kecil dibandingkan objek, maka objek akan sulit untuk dideteksi. Umumnya suatu antenna memiliki *footprint* tertentu. Dengan kata lain satu antenna akan optimal untuk mendeteksi objek dengan bentuk dan ukuran tertentu saja. Pada kenyataannya, bentuk dan ukuran objek tidak selalu sama. Untuk itu pada aplikasi GPR diperlukan sistem antenna yang *footprint* nya dapat diubah-ubah (adaptif).

Untuk menganalisa kinerja antenna, kami menggunakan pemodelan numerik dengan metode *finite-difference time-domain* (FDTD) dengan menggunakan *software FDTD-3D*.

2. Landasan Teori

2.1 Clutter dan Footprint

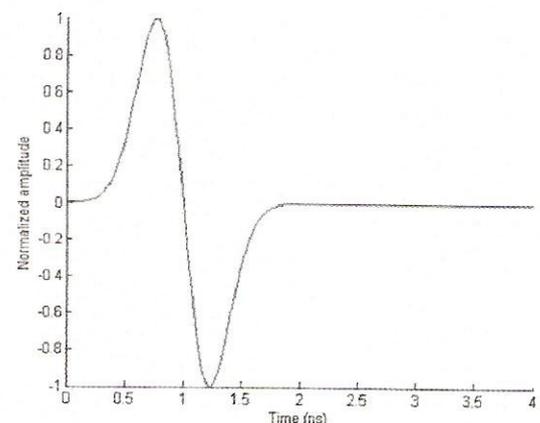
Clutter pada GPR dapat didefinisikan sebagai sinyal diterima yang bukan berasal dari pantulan target. *Clutter* akan menyulitkan pendeteksian target, karena perlu dilakukannya *image processing* tingkat lanjut untuk membedakan target dengan *clutter*, sehingga diusahakan *clutter* seminimal mungkin. *Clutter* dapat disebabkan beberapa hal, misalnya : proteksi yang tidak baik antara antenna pengirim dengan antenna penerima karena memungkinkan terjadinya *multiple reflection* antara antenna dengan permukaan tanah, kemudian akibat pantulan dari benda-benda yang tidak diinginkan yang berada di sekitar target yang termasuk di dalam *footprint*.

Footprint didefinisikan sebagai distribusi dari nilai puncak ke puncak (*peak-to-peak*) dari gelombang yang ditransmisikan pada bidang horizontal di bawah permukaan tanah, yang menunjukkan bentuk dan ukuran dari daerah yang di scan oleh antenna [2]. Hal yang diinginkan ialah

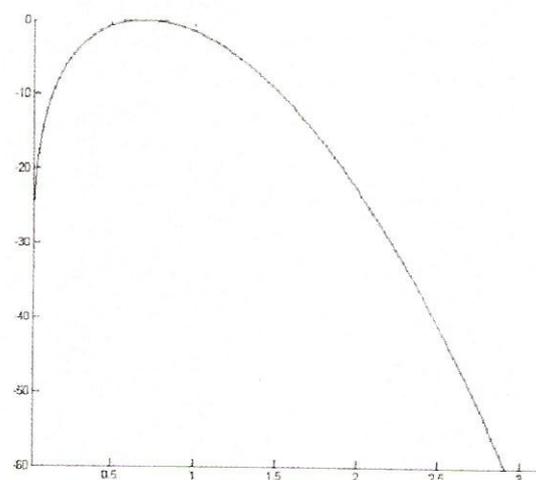
ukuran dan bentuk *footprint* antenna sebanding dengan targetnya untuk meningkatkan performansi dari GPR [3]. Jika *footprint* antenna terlalu lebar, ini memungkinkan terjadinya peningkatan *ground clutter*. Dengan demikian, *footprint* yang optimal akan meningkatkan penggambaran data GPR karena *ground clutter* yang diperkecil. Sebaliknya, jika *footprint* antenna terlalu kecil, ini akan menghasilkan bentuk hiperbola yang terlalu kecil dalam radar B-scan sehingga tidak memungkinkan untuk dilakukan pendeteksian target [4].

2.2 Pulsa yang dibangkitkan

Pulsa yang dibangkitkan pada antenna GPR yang diusulkan ini adalah pulsa monocycle dengan durasi 1.6 ns seperti terlihat pada gambar-



Gambar-1 : Bentuk Gelombang Pulsa yang dibangkitkan oleh Antena



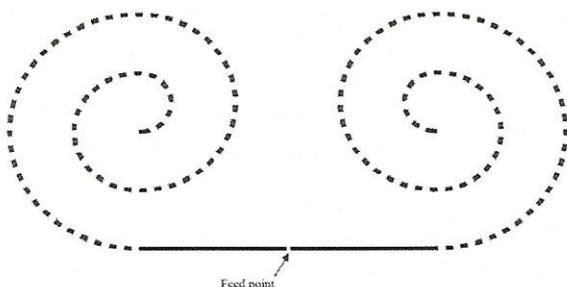
Gambar 2 : Spektrum Pulsa yang dibangkitkan oleh Antena

1. Gambar-2 merupakan spektrum dari pulsa. Terlihat bahwa pulsa tersebut memiliki frekuensi tengah 600 MHz. Pemilihan pulsa ini berdasarkan pertimbangan bahwa pulsa dengan frekuensi tersebut cocok untuk aplikasi GPR resolusi menengah, yang dapat digunakan untuk mendeteksi target yang kedalaman nya kurang dari 1 meter (contohnya ranjau, pipa, dan kabel).

3. Perancangan Antena

Dalam penelitian ini, antena GPR yang diusulkan yaitu antena *rolled-dipole* dengan pembebanan resistif. Penggunaan dipole tak lain adalah karena dipole merupakan merupakan antena yang sering digunakan untuk aplikasi GPR [5]. Permasalahan utama antena dipole untuk aplikasi ini adalah sifat dasarnya yang *narrowband*, padahal untuk aplikasi GPR dibutuhkan antena dengan karakteristik ultra *wideband*. Untuk mengatasi hal ini, seperti dijelaskan pada landasan teori, pada lengan antena dilakukan pembebanan resistif dengan profil Wu-King. Untuk mengurangi dimensi panjang dari antena, maka lengan beban di gulung melingkar (*rolled*) hingga membentuk seperti spiral seperti yang terlihat pada gambar-3 [6]. Garis putus-putus menggambarkan lengan beban, sedangkan celah yang memisahkan garis merupakan tempat pembebanan resistif dengan menyisipkan elemen *lumped resistor* sesuai dengan profil Wu-King.

Pada resistor pertama (resistor yang paling dekat dengan *feedpoint*) terjadi diskontinuitas pada permukaan antena sehingga menyebabkan sumber radiasi kedua. Karena kita menginginkan mentransmisikan pulsa dengan efisiensi yang tinggi (dalam artian bahwa nilai pucak dari bentuk gelombang yang dikirim setinggi mungkin), maka harus ditentukan jarak antara *feedpoint* dengan resistor pertama sehingga radiasi dari resistor



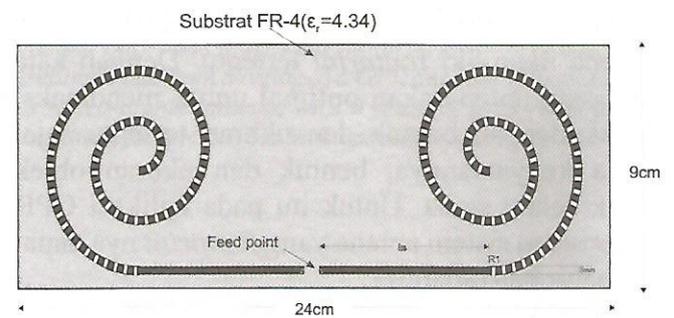
Gambar 3 : Geometri Antena Rolled-Dipole.

pertama saling menguatkan dengan radiasi dari *feedpoint* pada arah *broadside* antena.

Dari [7] diketahui bahwa hal ini dapat dicapai dengan membuat jarak antara *feedpoint* dengan resistor pertama (l), dengan rumus :

$$l = \frac{c}{4\sqrt{\epsilon_r} f_c} \tag{1}$$

Dengan memasukkan nilai $m/s, f_c=600$ MHz, dan $\epsilon_r = 4.34$ (substrat menggunakan FR-4). Maka didapat nilai sekitar 6 cm. Gambar desain antena lebih detail dapat dilihat pada gambar-4.



Gambar 4 : Desain Geometri Antena Rolled-Dipole

Pembebanan resistif diaplikasikan disepanjang lengan beban yang berbentuk seperti spiral. Resistor yang digunakan sebanyak 43 buah yang dipasang secara seri dengan nilai resistansi yang semakin meningkat. Untuk menentukan nilai pembebanan, digunakan profil Wu-King. Dengan memasukkan nilai-nilai sebagai berikut: panjang resistor 3 mm, jarak antar resistor 6 mm, jarak

Tabel 1 : Nilai pembebanan resistif yang digunakan dalam simulasi.

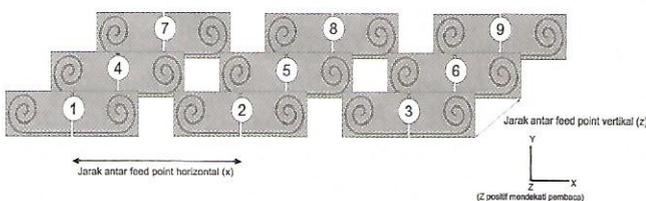
n	Resistansi (ohm)	n	Resistansi (ohm)	n	Resistansi (ohm)
1	200	16	310	31	686
2	205	17	322	32	747
3	210	18	334	33	819
4	215	19	348	34	907
5	221	20	363	35	1016
6	227	21	379	36	1155
7	233	22	397	37	1337
8	240	23	416	38	1588
9	247	24	438	39	1954
10	254	25	462	40	2540
11	262	26	488	41	3629
12	270	27	518	42	6350
13	279	28	552	43	25400
14	289	29	591		
15	299	30	635		

feedpoint ke resistor pertama 6 cm, jumlah resistor 43 buah, dan mengasumsikan resistor pertama sebesar 200 ohm (nilai ini didapat dari percobaan [6],[8]), maka didapatkan nilai pembebanan resistif dari resistor pertama hingga resistor ke 43 seperti yang terlihat pada tabel 1. Perlu dicatat bahwa nilai resistor pada tabel tersebut telah mengalami pembulatan. Pada prakteknya nilai ini didekati dengan nilai yang tersedia di pasaran.

4. Hasil Simulasi dan Pembahasan

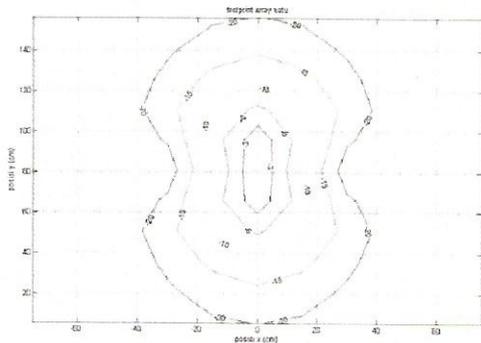
Dalam penelitian ini digunakan software FDTD-3D untuk menghitung medan elektromagnetik. parameter antenna yang akan diamati yaitu perilaku medan listrik terhadap waktu di sejumlah titik yang jarak nya seragam pada bidang horizontal di bawah permukaan tanah. Dari parameter ini diketahui *footprint* untuk beberapa susunan pencatuan antenna. Tetapi perlu dipertimbangkan jarak antar *feedpoint* antenna yang berdekatan agar *footprint* yang didapat benar-benar adaptif.

Setelah didapatkan spesifikasi satu buah antenna, selanjutnya dirancang sehingga diperoleh 9 buah antenna yang identik beserta penomorannya untuk mempermudah menjelaskan antenna mana saja yang dicatu. Perlu dicatat bahwa tidak ada perbedaan karakteristik antara antenna yang satu dengan antenna yang lain, atau dengan kata lain semua antenna tersebut identik seperti ditunjukkan pada gambar-5.

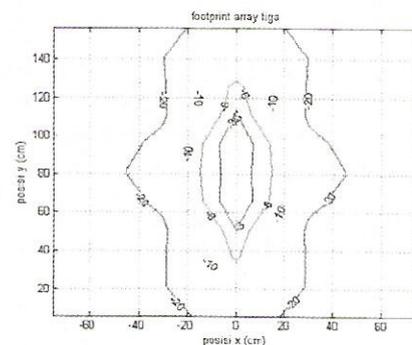


Gambar 5 : Susunan Antena yang Diusulkan

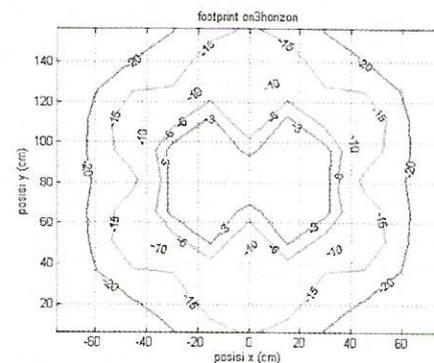
Tetapi dalam proses penyusunan 9 buah antenna, perlu dilakukan berapa jarak antar *feedpoint* yang efektif agar susunan antenna yang dirancang adaptif terhadap *footprint*. Untuk itu kami mencoba jarak antar *feedpoint* horizontal maupun vertikal antenna sejauh 25 cm. Hasil simulasi untuk beberapa konfigurasi pencatuan ditunjukkan mulai dari gambar-6 s.d gambar-9.



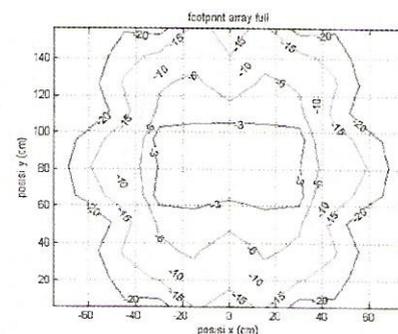
Gambar 6 : Footprint (dalam dB) ketika Antena nomor 5 yang dicatu



Gambar 7 : Footprint (dalam dB) ketika Antena nomor 2,5,8 yang dicatu



Gambar 8 : Footprint (dalam dB) ketika Antena nomor 4,5,6 yang dicatu



Gambar 9: Footprint (dalam dB) ketika Seluruh Antena Dicatu.

Pada gambar-7 (*footprint* susunan antena ketika elemen antena nomor 2,5,8 saja yang diaktifkan dengan jarak antar *feedpoint* vertikal sejauh 25 cm) dan gambar-8 (*footprint* susunan antena ketika antena nomor 4, 5, 6 saja yang diaktifkan dengan jarak antar *feedpoint* horizontal sejauh 25 cm) dapat dilihat 2 hal penting : pertama, semakin banyak elemen antena yang aktif *footprint* yang dibentuk akan semakin besar jika dibandingkan dengan *footprint* ketika elemen antena nomor 5 saja yang diaktifkan (gambar-6), kemudian kedua, *footprint* yang dibentuk tidak pecah (sudah menyatu). Dari ketiga konfigurasi pencatutan tersebut dapat disimpulkan bahwa dengan jarak antar *feedpoint* vertikal dan horisontal sejauh 25 cm, persyaratan untuk merancang susunan antena yang adaptif terhadap *footprint* telah dipenuhi. Untuk memastikan dapat dilihat pada gambar-9 (*footprint* susunan antena ketika semua elemen antena diaktifkan). Pada gambar tersebut jelas terlihat bahwa tidak ada *footprint* yang pecah dan *footprint* yang dibentuk semakin besar seiring dengan semakin banyaknya elemen antena yang aktif. Dengan demikian susunan antena yang dirancang telah dapat diadaptasi terhadap *footprint*, karena dengan semakin banyaknya elemen antena yang aktif semakin besar juga ukuran dari *footprint*nya dan *footprint* yang dibentuk juga tidak ada yang pecah. Maka dengan susunan antena ini *footprint* dapat diatur-atu sesuai dengan ukuran target yang ingin dideteksi sehingga *ground clutter* dapat ditekan sekecil mungkin.

5. Kesimpulan

Dari hasil simulasi dapat diambil kesimpulan sebagai berikut:

1. Semakin banyak elemen antena yang aktif maka *footprint* yang dibentuk akan semakin besar.
2. Jarak antar *feedpoint* vertikal dan horisontal sejauh 25 cm akan menghasilkan *footprint* yang maksimal untuk beberapa konfigurasi pencatutan.

3. Dengan susunan antena ini *footprint* dapat diatur-atu sesuai dengan ukuran target yang ingin dideteksi sehingga *ground clutter* dapat ditekan sekecil mungkin.

Ucapan Terimakasih

Penelitian ini dibiayai oleh program DIPA LIPI tahun 2008 dengan judul Antena adaptif untuk *Ground Penetrating Radar*.

6. Daftar Pustaka

1. D.J.Daniels, *Surface-Penetrating Radar*, The Institution of Electrical Engineers, London, United Kingdom.
2. A.A. Lestari, *Antennas For Improved Ground Penetrating Radar: Modeling, Tools, Analysis And Design*, Ph.D.Dissertation, ISBN 90-76928-05-3, Delft University of Technology, The Netherlands, 2003.
3. D.J.Daniels, *Ground Penetrating Radar 2nd edition*, The Institution of Electrical Engineers, London, United Kingdom.
4. A.A. Lestari, *Antennas For Improved Ground Penetrating Radar: Modeling, Tools, Analysis And Design*, Ph.D.Dissertation, ISBN 90-76928-05-3, Delft University of Technology, The Netherlands, 2003.
5. TP.Montoya, G.S.Smith, "A study of pulse radiation from several broad-band loaded monopoles", *IEE Trans.Antennas Propagat.*, vol.44,no.8,pp.1172-1182,Aug.1996-a.
6. A.A.Lestari, D.Yulian, A.B.Sukmono, E.Bharata, A.G.Yarovoy, and L.P.Ligthart, *Rolled Dipole Antenna for Low-resolution GPR, Progress In Electromagnetics Research Symposium 2007*, Beijing, China.
7. A.A. Lestari, A.G. Yarovoy, L.P. Ligthart, "RC loaded bow-tie antenna for improved pulse radiation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 10, pp. 2555-2563, Oct. 2004.
8. A.A. Lestari, E. Bharata, A.B. Sukmono, *Extension of the Cooperative IRCTR-ITB Research Project on GPR Antennas*, April 2007.

Pengkode Sinyal Suara Pada Laju 4 kbps : Menggunakan Model Sinusoida Segmen Antar Puncak

Suhartono Tjondronegoro¹, Florentinus Budi Setiawan^{1,2}

¹Laboratorium Telekomunikasi radio dan Gelombang Mikro, STEI - ITB,
Jl. Ganesha 10 Bandung 40132, Indonesia

²Universitas Katolik Soegijapranata, Semarang, Indonesia
fbudisetiawan@yahoo.com

Abstract

Communications equipment should be able work at low bit rate, that can reduce the need for transmission bandwidth. The proposed speech coder generates coded signal at the rate of 4 kbps with low complexity. Thus, the transmission channel can be used for great number of communications connection. The low bit rate speech coder can be realized by using segmental sinusoidal model. By using this model, signal parameters are used to generate the synthetic speech signal.. In this paper, we proposed a sinusoidal model by using the peak of signal amplitude, called as segmental sinusoidal model. The proposed coder is combined with waveform interpolation model and codebook, thus it can work at low bit rate. The coder has MOS score of 3.8 (out of 5). It means that the perception quality is fairly good. The output data rate of encoder is 4 kbps or bellow, with complexity less than 10 MIPS (Million Instruction per Second).

Keywords : analysis, frequency, interpolation, peak, period, segmental, sinusoidal, synthesis

Abstrak

Perangkat komunikasi dituntut untuk dapat bekerja pada laju yang rendah untuk menurunkan penggunaan lebar pita transmisi. Pengkode sinyal usulan memiliki laju 4 kbps dengan kompleksitas rendah. Dengan demikian, kanal transmisi dapat dipakai untuk lebih banyak koneksi komunikasi. Pengkode sinyal suara dengan laju rendah dan kompleksitas rendah dapat direalisasi dengan model sinusoida secara segmental. Dengan menggunakan model ini, parameter sinyal berupa informasi periode dan informasi puncak dipakai untuk membangkitkan sinyal sintesis. Pada tulisan ini diusulkan sebuah model sinusoida menggunakan puncak amplituda sinyal, yang disebut sebagai model sinusoidal segmental. Pengkode tersebut dikombinasi dengan model interpolasi gelombang dan penggunaan bukukode untuk mendapatkan laju rendah. Pengkode memiliki skor MOS (Mean Opnion Score) sebesar 3,8 (dari 5) yang berarti bahwa kualitas sinyal cukup baik. Laju data keluaran pengkode adalah 4 kbps dengan kompleksitas kurang dari 10 juta instruksi per detik (MIPS, Million Instruction per Second).

Kata Kunci: analisis, frekuensi, interpolasi, periode, puncak, segmental, sinusoida, sintesis

1. Pendahuluan

Perangkat sistem komunikasi pada saat ini dituntut untuk dapat bekerja pada laju data dan kompleksitas rendah. Hal tersebut harus dipenuhi, mengingat jumlah kanal yang terbatas, namun terdapat banyak permintaan untuk melakukan komunikasi.

Pengkode yang diusulkan bekerja pada laju rendah, yaitu 4 kbps dengan kompleksitas yang cukup rendah dibandingkan dengan pengkode sejenis. Model sinusoida secara segmental dipakai sebagai dasar untuk membangun sistem pengkode

sinyal suara pada laju rendah. Model sinusoida diterapkan dengan berdasarkan asumsi bahwa sinyal suara memiliki karakteristik yang hampir periodik. Model tersebut mampu menjaga kualitas persepsi, khususnya dalam menjaga periodisitas sinyal sintesis yang dibangkitkan pada dekoder. Sinyal suara dapat dinyatakan sebagai kombinasi sinyal sinusoida dengan variasi amplituda, fasa dan frekuensi. Untuk model kuantisasi berdasarkan puncak ke puncak, puncak positif dan negatif yang berurutan dideteksi terlebih dahulu. Selanjutnya jarak waktu diantara puncak dikuantisasi. Dalam tulisan ini dijelaskan model

baru usulan yang dibagi dalam segmen antar puncak berdasarkan model sinusoida. Bagian sinyal diantara puncak positif dan negatif yang berurutan atau sebaliknya diestimasi dengan membangkitkan setengah perioda sinyal sinusoida. Selisih level antar puncak yang berurutan diasumsikan sebagai dua kali amplituda cosinus.

Sinyal suara dapat dimodelkan dalam bentuk sinyal sinusoida [1][2] untuk sepanjang frame dengan lebar 15 ms sampai dengan 30 ms. Komponen sinyal sinusoida diambil dari parameter sinyal sinusoida [3] untuk dikirimkan ke penerima. Jumlah komponen sinusoida berkisar antara 40 sampai dengan 60 untuk membangkitkan sinyal sintesis. Model sinyal usulan, adalah pemodelan berbasis model sinusoidal secara segmental [4]. Sinyal diambil pada segmen yang lebarnya bervariasi tergantung di jarak waktu diantara puncak yang berurutan. Puncak mengandung arti sebagai nilai maksimum dan nilai minimum yang berfluktuasi sepanjang frame. Satu segmen mengandung arti bagian sinyal diantara puncak maksimum dan minimum yang berurutan atau bagian sinyal diantara puncak minimum dan maksimum yang berurutan. Satu segmen sinyal diantara puncak maksimum menuju puncak minimum berikutnya dapat dimodelkan sebagai setengah perioda sinyal cosinus dari $=0$ sampai dengan π . Sedangkan segmen sinyal diantara puncak minimum menuju ke puncak maksimum dapat dimodelkan sebagai setengah perioda sinyal cosinus dari $=\pi$ sampai dengan 2π . Komponen sinyal sebanyak k dengan daya yang terbesar digunakan untuk mensintesis sinyal sepanjang frame. Sinyal rekonstruksi akan sama dengan sinyal asli jika terdapat sejumlah tak terhingga komponen sinyal k . Semakin banyak jumlah k , maka sinyal rekonstruksi akan semakin akurat.

Tulisan ini disusun dalam lima bagian. Setelah bagian pendahuluan ini adalah bagian kedua yang menjelaskan mengenai model sinusoida. Bagian berikutnya adalah perancangan enkoder dan

dekoder berdasarkan model sinusoida. Bagian keempat adalah mengenai hasil percobaan beserta dengan pembahasannya. Sedangkan yang terakhir adalah kesimpulan dari tulisan ini.

2. Model Sinusoida untuk Sinyal Suara

Model sinyal sinusoida untuk sinyal suara dapat dipakai untuk pengkodean sinyal suara seperti pada *Sinusoidal Transform Coding* (STC)[5][6][7]. Proses pada *sinusoidal transform coding* adalah mengambil beberapa komponen sinusoida yang memiliki amplituda terbesar. Jumlah komponen sinusoida yang dibutuhkan adalah berkisar antara 40 sampai dengan 60.

Dengan menggunakan model sinusoida secara segmental, dua sinyal berupa komponen DC dan frekuensi fundamental digunakan untuk melakukan estimasi sinyal. Satu segmen berarti bagian sinyal dari puncak maksimum menuju ke puncak minimum, atau sebaliknya. Jarak waktu diantara puncak maksimum ke- i disebut sebagai informasi periode dan dilambangkan sebagai $p_d(i)$. Puncak maksimum dan puncak minimum disebut sebagai informasi puncak dan dilambangkan sebagai $p_k(i)$. Informasi puncak diperoleh dengan mendeteksi puncak maksimum dan puncak minimum sepanjang frame. Informasi periode diperoleh dengan menghitung jarak waktu diantara puncak yang berurutan

Tahap pertama untuk memperoleh parameter sinyal adalah menetapkan satu frame dengan lebar 30 ms. Tahap berikutnya adalah menandai puncak sinyal, baik untuk puncak maksimum dan puncak minimum. Jarak waktu antara puncak ke- i menuju puncak ke- $(i+1)$ adalah sama dengan setengah periode sinyal estimasi, $p_d(i)$. Proses diteruskan untuk puncak berikutnya, sehingga deretan informasi periode dan informasi puncak didapatkan.

Sinyal rekonstruksi berdasarkan informasi periode dan puncak untuk segmen ke- i dari puncak maksimum menuju ke puncak minimum dapat dinyatakan sebagai :

$$s_{pv}(i,n) = \frac{p_k(i)+p_k(i+1)}{2} + \frac{p_k(i)-p_k(i+1)}{2} \cos\left(\frac{\pi.(n-n_k(i))}{p_d(i)}\right) \quad (1)$$

Jika $p_k(0) > p_k(1)$, $i=0,2,4... (I-2)$ jika I genap

$i=0,2,4... (I-1)$ jika I ganjil

Jika $p_k(0) < p_k(1)$, $i=1,3,5... (I-1)$ jika I genap

$i=1,3,5... (I-2)$ jika I ganjil

Dimana $n_k(i)$ adalah lokasi puncak $p_k(i)$. Koefisien komponen sinusoida untuk sinyal estimasi dari puncak minimum $p_k(i)$ menuju ke puncak maksimum berikutnya $p_k(i+1)$ dapat dinyatakan sebagai :

$$s_{vp}(i,n) = \frac{p_k(i)+p_k(i+1)}{2} + \frac{p_k(i+1)-p_k(i)}{2} \cos\left(\frac{\pi.(n-n_k(i))}{p_d(i)}\right) \quad (2)$$

Jika $\cos(A) = -\cos(A+)$, maka persamaan tersebut dapat dinyatakan sebagai :

$$s_{vp}(i,n) = \frac{p_k(i)+p_k(i+1)}{2} + \frac{p_k(i)-p_k(i+1)}{2} \cos\left(\frac{\pi.(n-n_k(i))}{p_d(i)} + \pi\right) \quad (3)$$

Jika $p_k(0) > p_k(1)$, $i=1,3,5... (I-1)$ jika I genap

$i=1,3,5... (I-2)$ jika I ganjil

Jika $p_k(0) < p_k(1)$, $i=0,2,4... (I-2)$ jika I genap

$i=0,2,4... (I-1)$ jika I ganjil

Sinyal estimasi sepanjang frame adalah deretan sinyal s_{pv} and s_{vp} untuk $i=0$ sampai dengan $i=I-1$. Berdasarkan penjelasan di atas, untuk $p_k(0) > p_k(1)$, sinyal rekonstruksi menggunakan model sinusoidal secara segmental dapat ditulis sebagai :

$$s_r(i,n) = \frac{p_k(i)+p_k(i+1)}{2} + \frac{p_k(i)-p_k(i+1)}{2} \cos\left(\frac{\pi.(n-n_k(i))}{p_d(i)} + i\pi\right) \quad (4)$$

untuk $i = 0,1,2 \dots (I-1)$

Jika $p_k(0) < p_k(1)$, sinyal rekonstruksi dapat dinyatakan sebagai :

$$s_r(i,n) = \frac{p_k(i)+p_k(i+1)}{2} + \frac{p_k(i)-p_k(i+1)}{2} \cos\left(\frac{\pi.(n-n_k(i))}{p_d(i)} + (i+1)\pi\right) \quad (5)$$

untuk $i = 0,1,2 \dots (I-1)$

3. Pengkode Sinyal Suara pada laju 4 kbp

Enkoder sinyal suara pada laju kurang dari atau

sama dengan 4 kbps dirancang dalam beberapa blok dan algoritma. Bagian depan dari enkoder terdiri atas detektor sinyal dan detektor pitch. Blok berikutnya adalah proses klasifikasi sinyal bergetar dan sinyal tidak bergetar, pengkode dengan model sinusoida secara segmental, dan pengkode formant. Mode operasi enkoder dibedakan dalam dua jenis proses untuk mendapatkan kualitas persepsi yang cukup tinggi [8][9]. Mode operasi terdiri atas : mode operasi pada keadaan tidak ada sinyal dan mode operasi jika terdeteksi ada sinyal. Mode operasi pada keadaan tidak ada sinyal adalah proses mengirimkan informasi ke dekoder bahwa dalam frame tersebut tidak ada sinyal. Mode operasi pada keadaan ada sinyal dibagi dalam dua jenis, yaitu proses untuk sinyal bergetar dan sinyal tidak bergetar. Masukan adalah sinyal suara yang dikuantisasi dalam format PCM linier 16 bit pada frekuensi 8 kHz.

Bagian awal dari pengkode adalah buffer sinyal untuk sinyal selebar 30 ms. Proses dilakukan dengan menerapkan jendela rektanguler. Selanjutnya sinyal masukan diklasifikasikan sebagai sinyal hening atau kondisi ada sinyal. Jika dinyatakan ada sinyal, maka proses berikutnya adalah deteksi periode pitch. Berdasarkan informasi periode pitch, sinyal dapat diklasifikasikan sebagai sinyal bergetar atau sinyal tidak bergetar. Jika periode pitch kurang dari 160 cuplikan, maka sinyal dinyatakan sebagai sinyal bergetar. Jika periode pitch 160 cuplikan atau lebih disebut sebagai sinyal tidak bergetar. Proses selanjutnya tergantung dari jenis sinyal. Untuk sinyal bergetar, sinyal karakteristik [10][11] diambil berdasarkan lebar pitch yang terdeteksi. Sinyal karakteristik dikuantisasi dengan model sinusoida secara segmental. Informasi formant untuk tiap frame dikirimkan ke dekoder untuk mengatur frekuensi tengah postfilter. Blok berikutnya adalah penelusuran indeks bukukode perioda, puncak dan formant. Semua parameter sinyal terkode dikirimkan ke dekoder dalam laju kurang dari atau sama dengan 4 kbps.

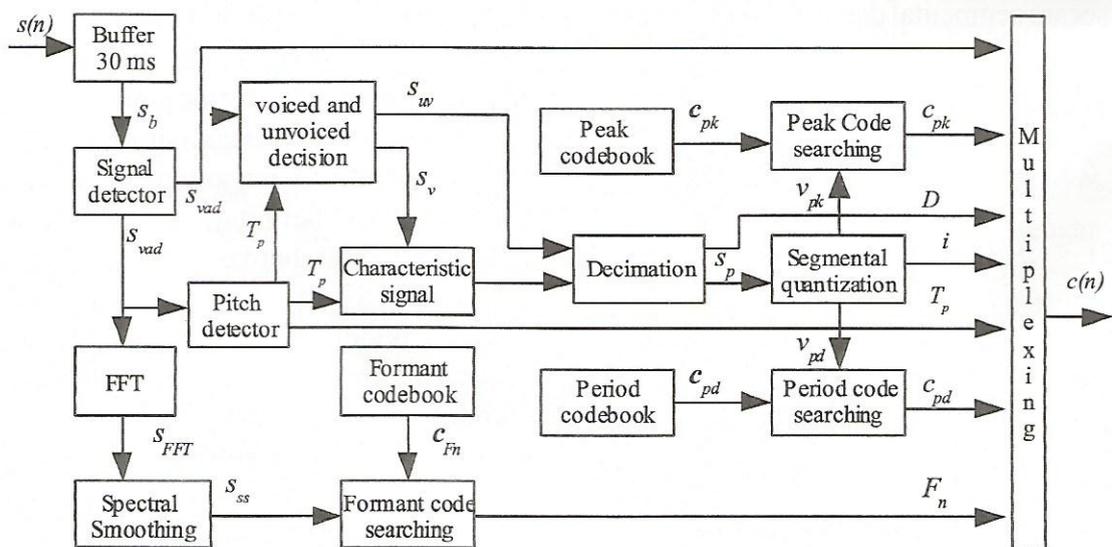
Pitch adalah parameter yang penting dalam proses encoding. Berdasarkan nilai perioda pitch sinyal dapat diidentifikasi sebagai sinyal bergetar ataupun sinyal tidak bergetar. Periode pitch sinyal bergetar bervariasi antara 2.5 ms sampai dengan 20 ms. Periode pitch dideteksi dengan menggunakan proses otokorelasi. Pada tahap pertama, sinyal dideteksi nilai maksimumnya. Berdasarkan nilai maksimum tersebut dapat ditentukan nilai ambang untuk proses pemotongan tengah. Nilai ambang adalah sebesar setengah dari nilai sinyal maksimum yang ada dalam frame. Selanjutnya sinyal dalam frame dikurangi dengan nilai ambang tersebut. Jika nilai sinyal hasil pemotongan kurang dari nol, maka sinyal tersebut diberi nilai nol. Hal ini dimaksudkan untuk menurunkan kompleksitas proses perhitungan otokorelasi. Proses otokorelasi menghasilkan dua jenis pola sinyal, yaitu pola puncak-lembah-puncak dan pola puncak-lembah.

Sinyal bergetar dan sinyal tidak bergetar diklasifikasikan berdasarkan hasil proses deteksi periode pitch. Hasil proses otokorelasi berupa periode pitch dipakai sebagai acuan untuk menentukan jenis sinyal adalah sinyal bergetar atau sinyal tidak bergetar. Jika pola yang

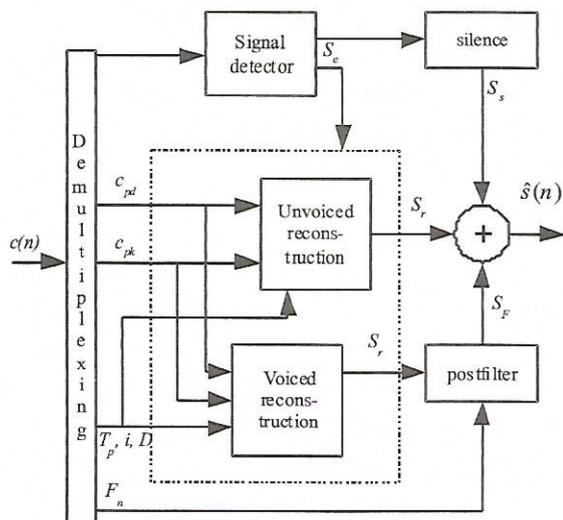
dihasilkan berbentuk puncak-lembah-puncak dan jika jarak diantara puncak lebih dari 2.5 ms dan kurang 20 ms dinyatakan sebagai sinyal bergetar. Jika pola yang dihasilkan adalah puncak-lembah, dan jarak antara puncak lebih dari 20 ms dinyatakan sebagai sinyal tidak bergetar.

Sinyal bergetar diambil selebar satu periode pitch, yang disebut sebagai sinyal karakteristik, untuk diproses dengan kuantisasi sinusoda secara segmental. Sinyal karakteristik dipakai untuk membangkitkan sinyal bergetar pada periode berikutnya, sampai frame selebar 30 ms terpenuhi oleh sinyal [10][11]. Panjang sinyal karakteristik adalah selebar satu periode pitch. Tahap selanjutnya adalah kuantisasi sinusoda secara segmental. Untuk sinyal tidak bergetar, dilakukan proses desimasi untuk mendapatkan jumlah informasi periode dan puncak yang lebih kecil dari 40. Sinyal estimasi dbangkitkan berdasarkan informasi periode dan puncak.

Ukuran informasi puncak dikurangi dengan menggunakan sepuluh buah bukode. Bukode dibangkitkan dengan algoritma k-means berdasarkan vektorkode training sehingga diperoleh bukode puncak. Jumlah indeks bukode bervariasi antara 6 sampai dengan 10 untuk mendapatkan hasil proses pegkodean yang



Gambar 1 : Blok diagram enkoder.



Gambar 2 : Blok diagram dekoder

optimum. Ukuran informasi perioda juga dikurangi dengan menggunakan bukukode. Indeks bukukode untuk informasi puncak bervariasi antara 6 sampai dengan 10, seperti pada bukukode puncak. Tingkat akurasi perioda harus dijaga untuk mendapatkan persepsi penerima yang baik. Informasi formant sangat berguna pada proses filtering sinyal bergetar yang biangkitkan dekoder.

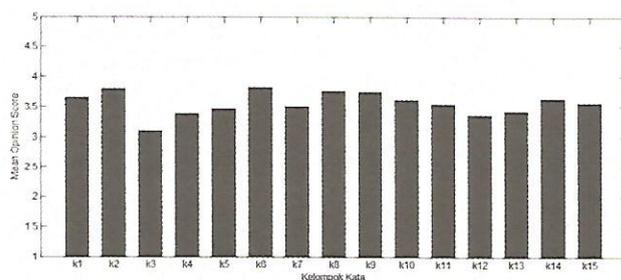
Oleh karena itu informasi formant harus dikirim ke dekoder. Filter yang digunakan adalah susunan paralel empat buah filter bandpass yang bekerja secara adaptif untuk menonjolkan puncak-puncak formant dan mengurangi lembah diantara puncak formant untuk meningkatkan kualitas persepsi lokasi formant dideteksi dengan menggunakan FFT dan filter penghalus yang bekerja seperti filter lowpass. Selanjutnya berdasarkan keluaran filter penghalus, akan dapat diperoleh puncak formant. Lokasi puncak formant dikirimkan ke dekoder untuk mengatur koefisien susunan empat filter bandpass agar sesuai dengan formant yang terdeteksi.

Parameter yang dikirimkan ke penerima adalah puncak, perioda, pitch, formant, segmen dan desimasi. Informasi puncak membutuhkan sebanyak 16-56 bit, informasi perioda butuh 6-54 bit, pitch membutuhkan 7 bit, informasi segmen butuh 6 bit, dan informasi formant membutuhkan 0-14 bit. Jumlah total bit yang dibutuhkan untuk

satu frame selebar 30 ms adalah 120 bit, sehingga diperoleh laju data 4 kbps.

4. Hasil dan Pembahasan

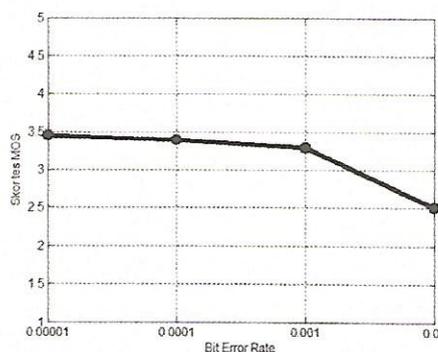
Sinyal rekonstruksi pengkode dengan model sinusoida secara segmental terlihat lebih halus dibandingkan sinyal aslinya. Artinya terjadi degradasi pada bagian frekuensi tinggi. Namun kualitas persepsi tetap terjaga, karena level periodisitas sinyal tetap terjaga.



Gambar 3 : Hasil tes MOS

Pengkode sinyal suara disimulasikan pada komputer dengan menggunakan program *coder 4 kbps* yang dibangun dengan menggunakan bahasa pemrograman C++. Hasil tes MOS (mean opinion score) untuk 15 buah deretan kata dalam bahasa Indonesia adalah 3,8 (dari 5). Tes dilakukan pada 46 orang dengan variasi jenis kelamin, latar belakang dan umur. Kompleksitas pengkode kurang dari 10 MIPS, dibanding jenis pengkode yang lain yang memiliki kompleksitas antara 0.01 MIPS sampai dengan 90 MIPS. Jumlah ruang memori yang dibutuhkan adalah kurang dari 16 kB.

Jika sinyal terkode dicampur dengan derau dengan tingkat kesalahan bit (*bit error rate*, BER)



Gambar 4 : Nilai tes MOS pada BER tertentu

10^{-5} , 10^{-4} , 10^{-3} dan 10^{-2} maka terjadi degradasi hasil tes MOS seiring dengan meningkatnya BER pada sisi dekoder.

Tabel 1. Kinerja pengkode sinyal suara [12]

NO	NAMA PENGKODE	Laju (kbps)	MOS
1	INMARSAT	4,15	3,2
2	CELP (U.S. FS 1016)	4,8	3,2
3	QCELP (US CDMA)	1 – 8	3,4
4	VSELP (Seluler Jepang)	6,8	3,3
5	G.723.1 (H.323 dan H.324)	6,3	3,98
6	GSM Half Rate	5 – 6	3,4

Dibandingkan dengan beberapa pengkode sinyal suara pada laju di sekitar 4 kbps, pengkode usulan menghasilkan kualitas yang lebih baik.

Tabel 2. Kompleksitas pengkode suara [12]

NO	NAMA PENGKODE	Laju (kbps)	MIPS
1	PCM (G.711)	64	0,01
2	ADPCM (G.726)	16-40	~2
3	LD-CELP (G.728)	16	~19
4	RPE-LTP (GSM)	13	6
5	VSELP (IS-54)	8	13,5
6	CELP (DoD1016)	4,8	16
7	LPC-10e (DoD1015)	2,4	7
8	CS-ACELP (G.729)	8	17
9	CS-ACELP (G.723)	5,3/6,3	14,6/16
10	MELP	2,4	20

5. Kesimpulan

Sinyal suara dapat dikodekan dalam laju 4 kbps dan dapat direkonstruksi dengan kualitas yang cukup baik berdasarkan model sinusoida secara segmental. Hasil tes MOS adalah 3,8 untuk 15 deretan kata dalam bahasa Indonesia. Kompleksitas pengkode cukup rendah, yaitu kurang dari 10 MIPS. Hasil tersebut lebih baik daripada pengkode sinyal suara yang lain pada laju lebih besar atau sama dengan 4 kbps.

Daftar Pustaka

1. T.F. Quatieri, and R.J. McAulay, "Speech Transformation Based on a Sinusoidal Representation", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, ASSP-34, 1986, pp. 1449-1464.
2. R.J. McAulay, and T.F. Quatieri, "Speech Analysis/Synthesis Based on a Sinusoidal Representation", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, ASSP-34, 1986, pp. 744-754.
3. M. Lagrange, S. Marchand, and J.B. Rault, "Sinusoidal Parameter Extraction and Component Selection in A Non Stationary Model", *Proceedings of the 5th International Conference on Digital Audio Effects*, 2002, pp. 59-64.
4. FB Setiawan, S. Tjondronegoro, "Sinusoidal Model of the Speech Signal", Yogyakarta : Proceedings of National Seminar UTY, 2005.
5. S. Ahmadi, dan A.S. Spanias, "A New Phase Model for Sinusoidal Transform Coding of Speech", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 6, 1998, pp. 495-501.
6. T. Abe, and M. Honda, "Sinusoidal Model Based On Instantaneous Frequency Attractor", *IEEE Transaction on Speech, Audio and Language Processing*, 14, 2006, pp. 1292-1300.
7. J. Epps, and W.H. Holmes, Speech Enhancement Using STC-based Bandwidth Extension, *Proceedings of 5th International Conference on Spoken Language Processing*, 1998, pp. 519-522.
8. B.S. Atal, V. Cuperman, and A. Gersho, *Advances in Speech Coding*, Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 1991.
9. A.M. Kondoz, : *Digital Speech : Coding for Low Bit Rate Communications Systems*, West Sussex, England : John Wiley & Sons Ltd, 1995.
10. O. Gottesman, and A. Gersho, "Enhanced Waveform Interpolative Coding at Low Bit-Rate", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 9, 2001, pp. 1-13.
11. U. Sinervo , *Waveform Interpolation Speech Coding at 2.4-4.0 kb/s*, Master of Science Thesis, Tampere University of Technology, Finland, 2000.
12. N. Peleg, : *Introduction to Speech Coding*, The Signal and Image Pro-cessing Laboratory, Technion Electrical Engineering Department, Israel, 2005. <http://cs.haifa.ac.il/~nimrod/Compression/Speech/s3coding2004.pdf>.

Rancang Bangun Rectifier Antena 890-915 MHz

Asep Yudi Hercuadi¹, Yuyu Wahyu², A. Tenri Pakkua³,

^{1,2}Puslit Elektronika dan Telekomunikasi, LIPI

³Jurusan Teknik Elektro Sekolah Tinggi Teknologi Telkom, Bandung
asep@ppet.lipi.go.id

Abstract

New features on cellular phone drive the need for more power and voltage. . Battery, magnetic compled changer, solar cell are the common power suppli for the cellular phone, however, these power supli have limitation. In this final project a new methode for cellular phone's power supli is proposed using microwave radiation around us. This methode used microstrip antenna and connected to the DC Power processing to give two polarity that is positive and negative voltages.

In this final project design, implementation and composition characteristic rectifier antenna to supply mobile telephone from microwave radiation is presented. Every element of antenna has a rectifier with diode in the dimension (for Rectenna I), and for Rectenna II, it has an own combination rectifier that separate from the antenna ,where outputs are connected serially (for Rectenna I array) to get conditional voltage and power at 40% efficiency.

Material constant that effects the permitivity (ϵ_r). Every materials has the permitivity and can be counted from calculating capacitance that get from materials measurement by using Network Analyzer. Beside that, we also get it from measuring rectifier antenna output power and voltage by using Spectrum Analyzer.

Keyword : *rectenna, microstrip, DC power, mikro wave*

Abstrak

Bertambahnya kebutuhan akan fitur-fitur baru dalam dunia selluler, menuntut pula penggunaan tegangan dan daya yang besar. Menggunakan baterai, kopling magnetic, atau solar cell untuk mencatu beban utama agar beban dapat terus beroperasi dan berdaya guna adalah hal yang telah biasa kita gunakan dan penggunaannya pun terbatas. Maka dalam Proyek Akhir ini dibuat suatu metode baru pencatuan telepon selluler (mobile) dengan memanfaatkan radiasi gelombang mikro di sekitar kita. Metode ini menggunakan antena microstrip yang kemudian dihubungkan dengan DC Power processing untuk memberikan kedua polaritas yaitu tegangan positif dan negatif.

Proyek Akhir ini menyajikan desain, implementasi dan karakteristik susunan rectifier antena untuk pencatuan telepon selluler dari radiasi gelombang mikro. Tiap elemen antena memiliki rectifier dengan dioda yang melekat pada dimensinya (untuk Rectenna I), sedangkan pada Rectenna II memiliki rangkaian rectifier sendiri yang terpisah dari antena, output yang dihubungkan seri (pada Rectenna I array) untuk mendapat tegangan yang dipersyaratkan dan daya pada perkiraan efisiensi 40%.

Konstanta-konstanta bahan yang berpengaruh antara lain konstanta permitivitas (ϵ_r). Setiap bahan mempunyai parameter tersebut dan dapat diketahui nilainya dari hasil perhitungan nilai kapasitansi yang diperoleh dari pengukuran bahan dengan menggunakan Network Analyzer. Selain itu pengukuran tegangan dan daya keluaran dari Rectifier antena menggunakan Spectrum Analyzer.

Kata kunci : *rectenna, mikrostrip, DC power, gelombang mikro*

1. Pendahuluan

Saat ini system pertelekomunikasian menggunakan baterai, *kopling magnetic*, atau *solar cell* untuk mencatu beban utama dan pengontrolan, pengumpulan data dan *processing elektronik*, agar beban dapat terus beroperasi dan berdaya guna.

Sama halnya dengan dunia selluler yang berkembang dengan begitu pesat khususnya di

Indonesia sendiri, dan hal ini memicu pula bertambahnya fitur-fitur komunikasi dalam memudahkan hubungan. Semakin bertambahnya fitur maka kebutuhan akan tegangan dan daya juga bertambah. Sebagai alternative dari metode pencatuan konvensional, Proyek Akhir ini menyajikan *rectenna* untuk menyediakan daya DC ke beban atau circuit, dalam hal ini beban adalah telepon selluler dari radiasi gelombang mikro.

Proyek Akhir ini menekankan desain elemen *rectifier* antena tunggal, pembuatan dan evaluasi. Selain itu, system ini belum dikembangkan lebih lanjut di Indonesia, sehingga Proyek Akhir ini diharapkan dapat dijadikan suatu bahan perkembangan system pertelekomunikasian di Indonesia pada khususnya. Perancangan dan pembuatan *Rectifier Antenna* ini terbatas pada spesifikasi spesifikasi sebagai berikut:

Wilayah frekuensi : 890 MHz 915 MHz

Pola radiasi : omnidireksional

Polarisasi : Linier

VSWR : ≤ 1.5

Gain : ≥ 6.1 dBd

Impedansi terminal : 50 Ohm

Parameter yang diukur:

1. *Bandwidth* dan VSWR
2. Impedansi
3. Pola radiasi
4. Polarisasi
5. *Gain*/penguatan

Pengukuran spesifikasi antena yang dibuat menggunakan instrumen dan fasilitas yang terdapat di PPET-LIPI.

2. Dasar Teori

2.1 Rectifier Antena I

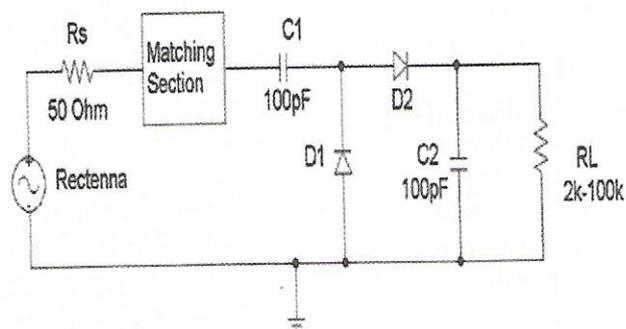
Rectifier antena merupakan antena *microstrip rectangular* sederhana, dikatakan sederhana karena perhitungan *patch*nya tidak menggunakan rumus yang sulit seperti pada umumnya digunakan pada antena *microstrip*. Perbedaan lain adalah pada dimensi antena ini diberi elemen tambahan berupa Dioda *mixer* yang berfungsi sebagai kopleng daya. Hal ini dilakukan agar daya yang diterima oleh antena tidak langsung jatuh ke ground. Penempatan dioda ini dapat ditempatkan dimana saja, akan tetapi melihat efisiensi dari antena maka ditempatkan disudut *patch* antena. Jika antena yang dirancang untuk antena tunggal, maka pencatutan antena langsung pada bodi atau *patch* antena, akan tetapi jika antena dirancang untuk antena array, maka pencatutannya

diletakkan ditepi elemen, dan transformer $\frac{1}{2}$ & $\frac{1}{4}$ gelombang digunakan untuk merubah input impedansi pada level sesuai keinginan kita. Kemudian dari antena dihubungkan dengan DC *Power Processing* yang memberikan kedua tegangan.

Besarnya tegangan dapat ditingkatkan dengan menambah jumlah elemen dengan cara menambah elemen secara *array*.

2.2 Rectifier Antena II

Selain *rectifier* antena yang tersebut diatas, dirancang pula jenis *rectifier* antena yang lain. Bedanya adalah pada dimensi antena tidak terdapat komponen tambahan dan pencatutannya melalui saluran *microstrip*. Selain itu, *rectifier* antena ini dilengkapi dengan rangkaian *rectifier* sendiri yang diberi stub tunggal sebagai penyepadan agar terjadi transfer daya maximum antara antena dengan input *rectifier*. Menggunakan dioda HSMS 8101 sebagai penyearah gelombang.



Gambar 1 : Rangkaian Rectifier

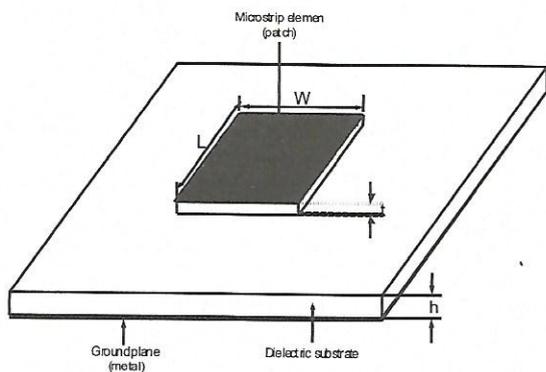
2.3 Konsep Dasar Antena Microstrip

Antena mikrostrip dibuat dari tiga lapis bahan, yaitu lapisan konduktor, substrat dielektrik, dan bidang bumi. Konduktor umumnya terbuat dari bahan tembaga, aluminium, atau emas. Dielektrik dengan ketebalan $h\lambda$ memiliki permitivitas relatif (ϵ_r) berkisar antara 2,2 hingga 10. Konstanta dielektrik dibuat rendah untuk meningkatkan medan limpahan yang berguna dalam radiasi.

Dalam analisa, bidang bumi terbuat dari bahan konduktor sempurna, tetapi dalam aplikasi bidang bumi terbuat dari bahan konduktor tak sempurna. Bentuk dasar antenna mikrostrip terlihat pada gambar 2.7.

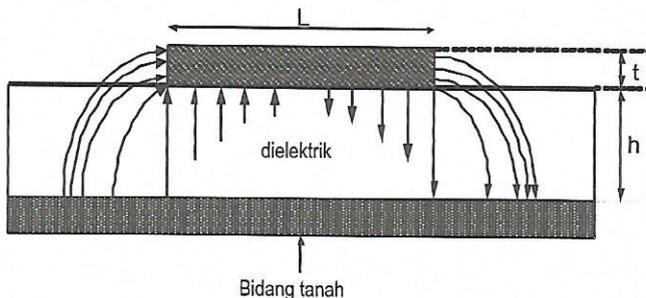
Keterangan gambar:

- W = lebar mikrostrip
- L = tinggi mikrostrip
- h = tebal substrat (dielektrik)
- t = tebal *microstrip*



Gambar 2 : Elemen tunggal antenna mikrostrip

Medan-medan pada ujung antenna mikrostrip persegi dianggap serba sama sepanjang lebar antenna mikrostrip (W). Panjang tempelan L biasanya dibuat $\approx \lambda_g/2$ agar rongga antara tempelan dan bidang tanah ini beresonansi seperti terlihat pada gambar dibawah ini.



Gambar 3 : Distribusi Medan Listrik

Untuk penentuan dimensi antenna parameter penting yang harus diperhatikan adalah sbb:

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad [2.8]$$

Frekuensi resonansi terjadi bila panjang rongga sebesar setengah panjang gelombang. Namun adanya medan limpahan pada ujung ujung antenna menyebabkan panjang fisik antenna tidak tepat setengah panjang gelombang saluran.

Untuk memperhitungkan medan limpahan pada bahan dielektrik ini maka konstanta dielektrik ϵ_r akan diganti menjadi konstanta dielektrik efektif ϵ_{eff} . Konstanta dielektrik efektif telah dituliskan oleh Hammerstad dan Bekkadal sebagai berikut :

$$\text{untuk } \frac{W}{h} \leq 1 \quad [2.9]$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} + 0,01 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

$$\text{untuk } \frac{W}{h} \geq 1 \quad [2.10]$$

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

Antena ini dapat dianggap sebagai saluran dengan panjang $\lambda_g/2$ yang kedua ujungnya terbuka. Medan limpahan pada ujung saluran terbuka memberikan penambahan panjang saluran sebesar :

$$\Delta l = 0,412h \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0,3}{\epsilon_{eff} - 0,258} \right) \left(\frac{W/h + 0,264}{W/h + 0,8} \right) \quad [2.11]$$

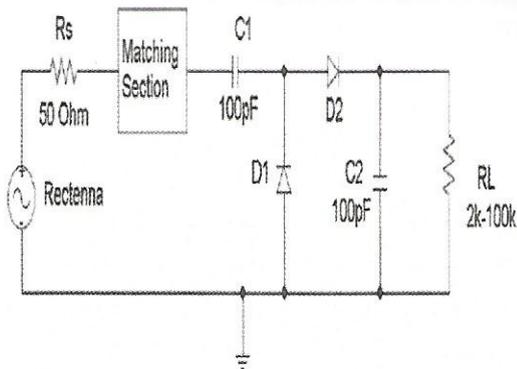
Dari persamaan-persamaan di atas dapat ditentukan panjang tempelan antenna untuk mendapatkan frekuensi resonansi. Panjang tempelan antenna tersebut :

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta l \quad [2.12]$$

Angka dua pada l menunjukkan pengaruh penambahan panjang ada pada kedua ujung tempelan antenna.

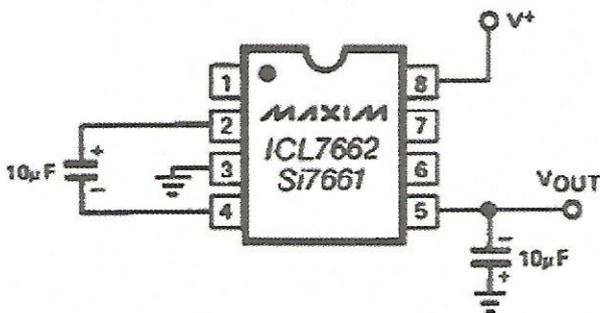
Jenis antenna mikrostrip yang sering dipakai adalah antenna mikrostrip tempelan dan celah.

3. Perancangan Realisasi



Gambar 4 : Sistem Rectifier

Sedangkan skema untuk Inverter yang digunakan adalah sebagai berikut:



Gambar 5 : Sistem Inverter

Dari spesifikasi frekuensi kerja yang telah ditentukan sebelumnya, dapat dihitung panjang gelombang udara yang nantinya akan berpengaruh pada ukuran panjang dimensi antenna. Dari spesifikasi frekuensi yaitu pada 890 MHz-915 MHz, diambil frekuensi tengahnya, yaitu 902.5 MHz, untuk menghitung panjang gelombang dengan perhitungan seperti di bawah ini :

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{3.1}$$

λ = panjang gelombang (m)

c = cepat rambat gelombang di udara (m/s)

f = frekuensi (Hz)

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{209,5 \cdot 10^6} = 0,3324 \text{ m} = 33,24 \text{ cm}$$

3.3.1 Perhitungan Dimensi Elemen Rectenna I

Adapun karakteristik bahan FR4 yang digunakan adalah sebagai berikut:

$$\epsilon_r = 4,4$$

$$h = 0,16 \text{ cm}$$

$$t = 0,016 \text{ cm}$$

Menentukan lebar W untuk patch

$$W \approx \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \tag{3.1}$$

W = lebar patch antenna

λ_0 = panjang gelombang (m)

ϵ_r = permitivitas relative bahan / konstanta dielektrik efektif

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

$$\frac{33,24}{2} \left(\frac{4,4 + 1}{2} \right)^{-1/2} = 10,11 \text{ cm}$$

Menentukan panjang L untuk patch

$$L = \frac{c}{2 f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2 \Delta l \tag{3.2}$$

L = panjang patch antenna

ϵ_{eff} = konstanta dielektrik efektif

Δl = penambahan panjang saluran

f_r = frekuensi tengah antenna yang dirancang

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

$$= 4,258$$

$$\Delta l = 0,412h \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0,3}{\epsilon_{eff} - 0,258} \right) \left(\frac{W/h + 0,264}{W/h + 0,8} \right)$$

$$= 0,0744 \text{ cm}$$

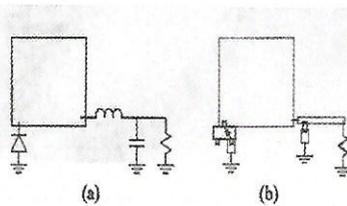
$$L = \frac{c}{2 f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2 \Delta l = 7,9055 \text{ cm}$$

Untuk perancangan antenna tunggal, maka untuk matchingnya bisa digunakan konektor masukan kabel koaksial. Harga impedansi akan

didapat dengan mengatur-atur panjang l dari ujung elemen menuju lokasi masukan. Impedansi sebagai fungsi dari perubahan lokasi pencatuan dapat dihitung menggunakan rumus:

$$R_{in} = \frac{(120\lambda_0)^2 + \left(\frac{377t}{\sqrt{\epsilon_r W}}\right)^2 \left(\frac{\tan^2 \beta l + \tan^4 \beta l}{1 + \tan^2 \beta l}\right)}{240W\lambda_0 (1 + \tan^2 \beta l)}$$

Nilai R_{in} ditentukan sebesar 50 sesuai dengan impedansi kabel koaksial sehingga panjang l dapat diketahui. Dari perhitungan rumus diatas, maka diketahui nilai l sepanjang 7,1743 cm dari ujung elemen.



Gambar 6 : Antena Rectenna I

3.3.2 Perhitungan Dimensi Elemen Rectenna II

$\epsilon_r = 4,2$
 $h = 0,15748 \text{ cm}$
 Menentukan W

$$W \approx \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right)^{-1/2} = \frac{33,24}{2} \left(\frac{4,2 + 1}{2}\right)^{-1/2} = 10,3 \text{ cm}$$

Menentukan L

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} = 4,07$$

$$\Delta l = 0,412h \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0,3}{\epsilon_{eff} - 0,258}\right) \left(\frac{W/h + 0,264}{W/h + 0,8}\right) = 0,07377 \text{ cm}$$

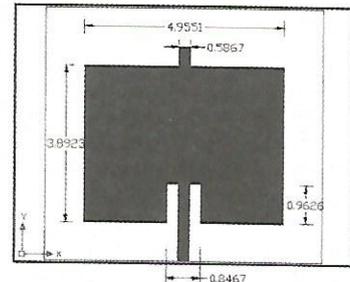
$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta l = 8,0909 \text{ cm}$$

Menentukan X_f

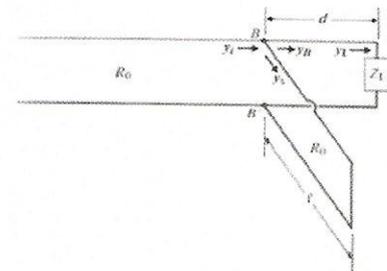
$$\epsilon_{eff}(L) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{L}\right)^{-1/2} \frac{L}{h} \geq 1 = 4.04$$

$$X_f = \frac{L}{2\sqrt{\epsilon_{eff}(L)}} =$$

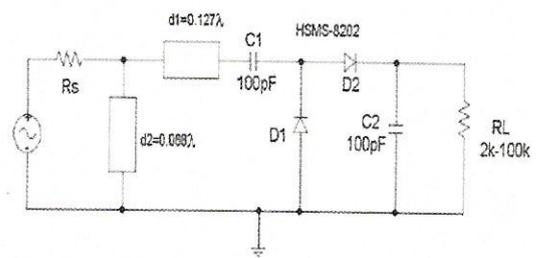
Dengan metode perkiraan dan perbandingan, maka diperoleh nilai $w = 0,5867 \text{ cm}$ sehingga perancangan antenna dapat dilihat pada gambar berikut:



Gambar 7: Antena Rectenna II



Dengan menentukan $d1 = 1/4 \lambda$
 $RL = 2K$
 $Zo = 50 \text{ ohm}$
 Dari rumus diatas maka diketahui nilai:
 $d2 = 0.068 \lambda$

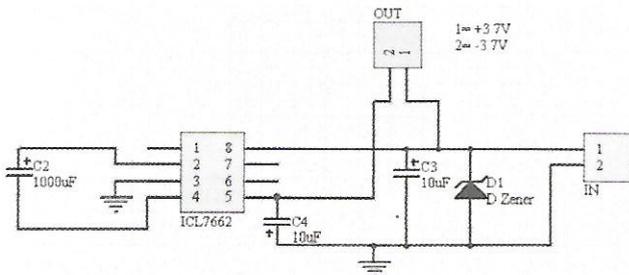


Gambar 8 : Perancangan Rectifier

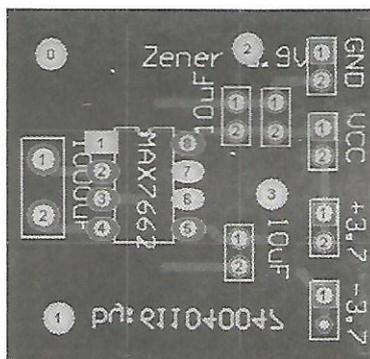
3.5.1 Perancangan DC Power Processing

Tegangan output langsung dari rectifier antenna hanya memberikan memberikan tegangan positif saja, maka dibutuhkan circuit tambahan untuk memberikan kedua polaritas. Chip inverter Maxim ICL 7662 cocok untuk aplikasi ini meskipun memiliki persyaratan substensial arus (~30-40mA) pada fase start-up transient.

Kapasitor 10 uF digunakan untuk menyimpan energi yang cukup untuk mengkompensasi persyaratan inisial dari chip inverter seperti yang tertera pada data sheet ICL 7662. Perancangan DC Power Processing ini mengikuti perancangan yang tertera pada data sheet ICL 7662 sehingga dapat berfungsi sebagai inverter.



Gambar 9 : Perancangan Inverter



Gambar 10 : Footprint PCB

4. Analisa hasil Perancangan

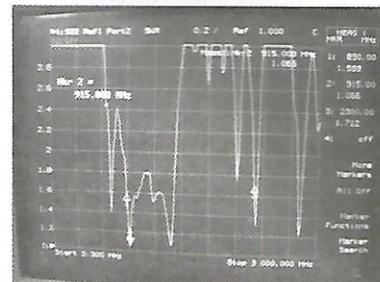
4.1 Pengukuran Impedansi Antena

Seluruh pengukuran hanya dilakukan pada Rectenna I, karena pada Rectenna II mengalami pergeseran frekuensi yang besar.



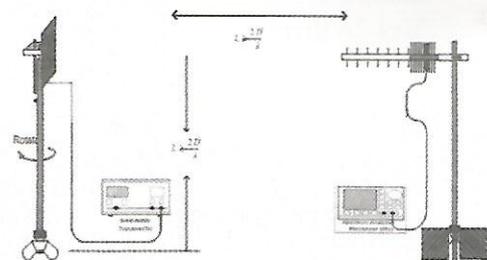
Gambar 11 : Grafik Hasil Pengukuran Impedansi Antena

4.2 Pengukuran bandwidth dan VSWR

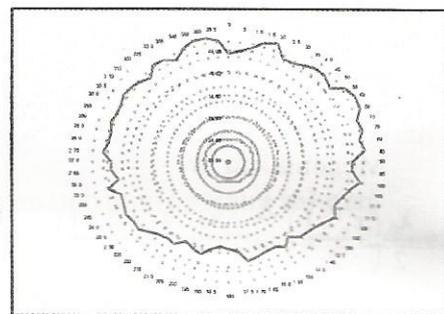


Gambar 12 : Bandwidth dan VSWR terhadap Fungsi Frekuensi

4.3 Pengukuran pola radiasi

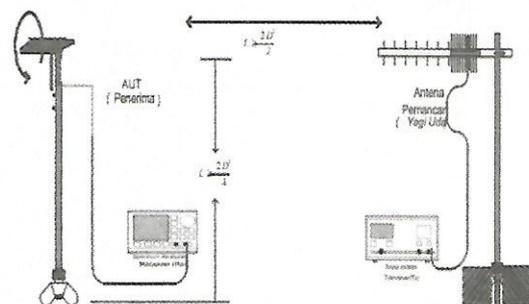


Gambar 13 : Konfigurasi Pengukuran Pola Radiasi Antena

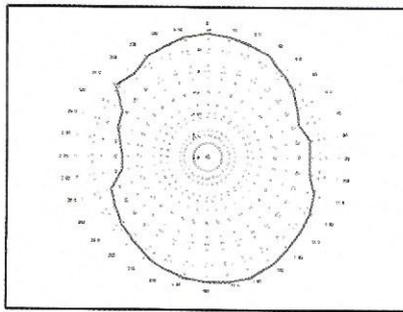


Gambar 14 : (a) Pola Radiasi

4.4 Pengukuran polarisasi

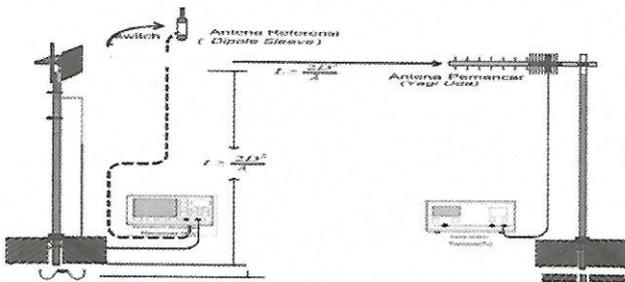


Gambar 15 : Konfigurasi Pengukuran Polarisation



Gambar 16 : Hasil Pengukuran Polarisasi

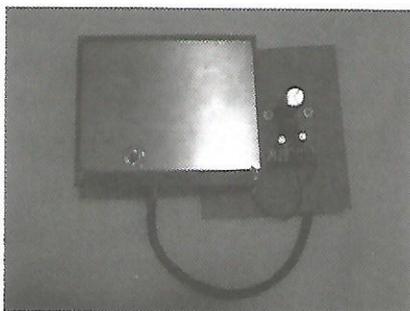
4.4 Pengukuran gain



Gambar 17 : Konfigurasi Pengukuran Gain Antena

Tabel 4.1 Hasil Pengukuran Daya Terima Maksimum AUT dan Sleeve Dipole N/4

Pengukuran ke-	P _{AUT} (- dBm)	P _{REF} (- dBm)
1	55,45	61,33
2	56,42	62,04
3	57,66	60,12
4	57,33	62,35
5	56,12	61,04
6	56,85	
7	57,83	61,33
8	56,32	62,34
9	57,65	61,54
10	57,41	60,45
Rata - rata	56,97	61,35



Gambar 18 : Rectenna

5. Kesimpulan

Kesimpulan dari perancangan dan pembuatan Rectifier Antena 890 915 MHz ini adalah *Bandwidth* yang diperoleh sebesar 20 MHz atau 88 % pada batas $VSWR \leq 1,5$. *Bandwidth* yang diperoleh belum memenuhi spesifikasi awal yaitu sebesar 25 MHz, hal ini disebabkan oleh perhitungan dimensi antena yang masih perlu diperhatikan, selain itu kurang sempurnanya penyepadanan impedansi yang digunakan menyepadankan impedansi antena dengan impedansi koaksial.

Impedansi yang diperoleh dari pengukuran adalah $49,73 - j9,88 \Omega$ pada frekuensi 902.5 MHz. Impedansi pengukuran belum sesuai spesifikasi awal yaitu 50Ω resistif murni.

Pola radiasi yaitu omnidireksional. Polarisasi antena yang dibuat ini adalah ellips berdasarkan perhitungan rasio kuat medan elektrik. *Gain* atau penguatan yang dihasilkan dari antena ini adalah sebesar 6.52 dBi. *Gain* hasil pengukuran sudah sesuai spesifikasi yaitu lebih besar dari 6.1 dBi.

Ucapan Terimakasih

Dalam kesempatan ini juga kami sampaikan ucapan terima kasih atas kesempatan yang diberikan untuk mempublikasikan tulisan ini. Ucapan yang sama kami sampaikan juga kepada kepada rekan-rekan yang telah memberikan bantuan dalam penelitian ini.

6. Daftar Pustaka

- Balannis, CA., "Antenna Theory : Analisis and Desain", *John Wiley and Sons.*, 1982.
- Collin, Robert E., "Foundations for Microwave Engineering", *Mc Graw Hill Book Company*, 2nd Ed, 1992
- Jasik, Henry., "Antenna Engineering Handbook", *Mc Graw Hill Book Company*.1961.1st Ed
- Krauss, J.D., "Antenas", 3th Ed. *Mc-Graw Hill*, New York 2002.
- James JR & PS Hall., "Handbook Of Microstrip Antennas" jilid 1 & 2
- Stutzman, W.L., "Antenna Theory and Design", *John Wiley and Sons*, New York 1981.

Restorasi Citra Digital dengan Pendekatan Spin Glass Markov Random Field

Kusworo Adi^{1,2}, Andriyan B. Suksmono¹, Tati L.R. Mengko¹

¹⁾ Sekolah Teknik Elektro dan Informatika, Institut Teknologi Bandung
Jalan Ganesha 10, Bandung 40132, Indonesia.

²⁾ Jurusan Fisika - FMIPA, Universitas Diponegoro
Jalan Prof. H. Soedarto, SH, Tembalang, Semarang
Alamat e-mail : kusworoadi@yahoo.com
Telpon : +62 815 7564 6046

Abstract

Spin glass markov random field approach can be applied in image restoration. Simulation result shows each change of parameters influences magnetic structures. The changes of temperature give affects to the density of magnetic structure, if temperature rising, the magnetic structures is more stretch and makes hollow. The same goes for beta parameter, if the beta parameter is bigger, it makes magnetic structures closer, because beta parameter gives interaction effect into magnetic structures.

Metropolis Hastings Markov Chain Monte Carlo (MHMCMC) algorithm has been applied to simulate digital image restoration using posterior distribution and pixels update with spin glass markov random field approach. This method was implemented to image degraded with 0.15th level salt and pepper noise by the variation of temperature at 1.5, 2.5 and 4.5. The result of digital image restoration in gray scale at temperature 1.5 is good image restored with Δ_{SNR} 13.072 dB. In other hand result of SNR at temperature 2.5 and 4.5 are 12.322 dB and 12.259 dB. In this simulation, the number of Markov chains (1000 chains) and iteration (800 iteration) are fixed parameter.

Keyword : spin glass markov random field, noise, image restoration

Abstrak

Pendekatan Spin Glass Markov Random Field dapat diterapkan pada restorasi citra. Hasil simulasi menunjukkan setiap perubahan parameter memberikan pengaruh pada struktur magnetik. Perubahan temperatur memberikan pengaruh pada kepadatan struktur magnetik, semakin tinggi temperaturnya maka struktur magnetiknya semakin renggang dan berongga. Demikian juga untuk parameter beta, semakin besar parameter beta maka struktur magnetiknya akan semakin rapat, karena parameter beta akan memberikan efek interaksi pada struktur magnetik. Algoritma Metropolis Hastings Markov Chain Monte Carlo (MHMCMC) telah digunakan untuk mensimulasikan restorasi citra digital dengan pendekatan spin glass markov random field. Metode ini telah diterapkan pada citra terdegradasi derau salt and paper pada tingkatan 0,15 dengan bervariasi temperatur pada 1,5, 2,5 dan 4,5. Proses restorasi citra gray scale pada temperatur 1,5 memberikan hasil yang lebih baik dengan perubahan signal to noise ratio (SNR) 13,072 dB. Sedangkan SNR pada temperatur 2,5 dan 4,5 berturut-turut adalah 12.322 dB dan 12.259 dB. Citra terdegradasi tersebut dapat direstorasi dengan baik pada 800 iterasi dan 1000 chain.

Kata kunci : spin glass markov random field, derau, restorasi citra.

1. Pendahuluan

Spin glass adalah suatu material tak teratur dengan frustrasi magnetik yang tinggi. Frustrasi mengacu pada ketidakmampuan sistem pada keadaan energi yang paling rendah (keadaan dasar atau *ground state*).

Model bidang rerata untuk spin glass yang diperkenalkan oleh David Sherrington dan Scott

Kirkpatrick lebih dari tigapuluh tahun yang lalu adalah suatu model yang telah banyak dikenal [1][2]. Keterkaitan model bersumber dari fakta bahwa untuk beberapa sistem fisika dari spin glass memperlihatkan suatu fase magnetik yang baru, momen magnetik yang dibekukan pada keadaan ketidakteraturan pada orientasi yang seimbang, tanpa orde yang besar [2].

Hal penting yang harus digali adalah sistem yang tidak teratur, seperti pada tipe Sherrington-Kirkpatrick untuk memperkirakan secara teori dan praktek tentang masalah estimasi seperti yang pernah dilakukan oleh M'ezard, Parisi dan Zecchina [3]. Pada makalah ini akan dibahas tentang *spin glass* dengan simulasi pada *markov random field* dan aplikasi dari model *spin glass* untuk pemulihan citra digital yang terdegradasi oleh derau.

2. Tinjauan Pustaka

2.1. Model Spin Glass

Seperti pada feromagnetik, bentuk umum dari model spin glass bidang rerata didefinisikan dengan variabel Ising spin $\sigma_i = \pm 1$, yang diberikan untuk setiap lokasi $i = 1, 2, \dots, N$, tetapi sekarang ada yang meredam kekacauan tersebut dengan $N(N-1)/2$ yang bebas dan variabel random yang terdistribusi J_{ij} , definisi untuk setiap unit Gaussian dengan rata-rata $E(J_{ij}) = 0$, $E(J_{ij}^2) = 1$, dengan redaman kekacauan yang berarti bahwa J mempunyai stokastik eksternal pada sistem, tanpa adanya keseimbangan temperatur [4][5].

Model Hamiltonian dari model *spin glass* bidang rerata adalah :

$$H_N(\sigma, h, J) = -\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{(i,j)} J_{ij} \sigma_i \sigma_j - h \sum_i \sigma_i \quad (1)$$

Persamaan di atas merupakan penjumlahan persamaan untuk semua lokasi kopel, dan penjumlahan kedua untuk semua lokasi, sedangkan \sqrt{N} untuk memastikan keadaan termodinamika pada energi bebas.

Dengan diberikan temperatur β , maka fungsi partisinya adalah $Z_N(\beta, h)$ dan rata-rata redaman energi bebas per lokasi adalah $f_N(\beta, h)$, maka dapat dituliskan sebagai [2][5][6]:

$$Z_N(\beta, h, J) = \sum_{\sigma_1, \dots, \sigma_N} \exp(-\beta H_N(\sigma, h, J)) \quad (2)$$

$$- \beta f_N(\beta, h, J) = N^{-1} E \log Z_N(\beta, h, J) \quad (3)$$

Pada persamaan (3) rata-rata dari E dengan menggambarkan derau eksternal yang terjadi setelah log diberikan. Prosedur ini disebut rerata peredaman. Hal ini merepresentasikan ide secara fisika bahwa derau eksternal tidak berpartisipasi terhadap keseimbangan termal. Akan tetapi hanya σ yang akan memberikan keseimbangan termal. Jika diberikan $\kappa \sigma$ sebagai variabel random Gaussian terpusat dan kovarian, maka :

$$E(\kappa(\sigma) \kappa(\sigma')) = q^2(\sigma, \sigma') \quad (4)$$

dimana $q(\sigma, \sigma')$ adalah overlap di antara dua konfigurasi umum yang didefinisikan oleh :

$$q(\sigma, \sigma') = N^{-1} \sum_i \sigma_i \sigma'_i \quad (5)$$

dengan batas yang jelas $-1 \leq q(\sigma, \sigma') \leq 1$ dan normalisasi $q(\sigma, \sigma') = 1$. Kemudian berawal pada persamaan (1), maka fungsi partisi pada persamaan (2) dapat dituliskan kembali dengan menghilangkan konstanta-konstanta yang tidak penting, maka persamaannya menjadi :

$$Z_N(\beta, h, J) = \sum_{\sigma_1, \dots, \sigma_N} \exp(-\beta \sqrt{\frac{N}{2}} \kappa(\sigma)) \exp(\beta h \sum_i \sigma_i) \quad (6)$$

Jika diketahui ruang konvek χ dari fungsi dengan parameter x sebagai fungsi *nondecreasing* dari variabel tambahan q , kedua x dan q memberikan nilai pada interval $[0, 1]$, maka [7][8]:

$$\chi \ni x : [0, 1] \ni q \rightarrow x(q) \in [0, 1] \quad (7)$$

Jika x adalah fungsi dan $x(q)$ adalah nilainya, maka χ yang melewati $L^1([0, 1], dq)$, dimana dq adalah pengukuran Lebesgue.

Parameter fungsi konstan yang dikarakterisasi oleh bilangan integer K , dan dua urutan $q_0, q_1, \dots, q_K, m_1, m_2, \dots, m_K$ adalah bilangan statistik :

$$\begin{aligned} 0 &= q_0 \leq q_1 \leq \dots \leq q_K = \\ 1, 0 &\leq m_1 \leq m_2 \leq \dots \leq m_K \leq 1 \end{aligned} \quad (8)$$

maka

$$x(q) = m_K \text{ untuk } q_{K-1} \leq q \leq q_K \quad (9)$$

Fungsi f , dengan nilai $f(q,y;x,\beta)$, dengan variabel $q \in [0,1]$, $y \in R$ yang selalu berhubungan dengan fungsi dengan parameter x , dan temperatur β , didefinisikan sebagai solusi dari persamaan antiparabolik nonlinier :

$$(\partial_q f)(q,y) + \frac{1}{2}(\partial_y^2 f)(q,y) + \frac{1}{2}x(q)(\partial_y f)^2(q,y) = 0 \quad (10)$$

dengan kondisi akhir :

$$f(1,y) = \log \cosh(\beta y) \quad (11)$$

Dengan mengintegrasikan persamaan (11) ketika x dalam keadaan konstan, jika $x(q) = m_a$, untuk $q_{a-1} = q \leq q_a$ pertama dengan $m_a > 0$. Kemudian persamaan (11) diberikan dengan interval tersebut dengan kondisi batas akhir pada $q = q_a$, persamaannya menjadi [7]:

$$f(q,y) = \frac{1}{m_a} \quad (12)$$

$$\log \int \exp(m_a f(q_a, y + z\sqrt{q_a - q})) d\mu(z)$$

dengan $d\mu(z)$ adalah pengukuran unit Gussian terpusat pada garis nyata. Selain itu, jika $m_a = 0$, kemudian persamaan (11) dihilangkan pada bagian nonlinier, persamaannya akan menjadi :

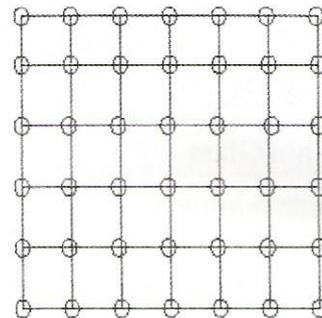
$$f(q,y) = f(q_a, y + z\sqrt{q_a - q}) d\mu(z) \quad (13)$$

2.2. Spin Glass Markov Random Field

Random Field secara umum didefinisikan sebagai koleksi piksel pada suatu kisi terbatas dengan dimensi $\{N * M\} = D$. Nilai masing-masing piksel diasumsikan dengan kuantitas acak, dengan nilai-nilai yang terdistribusi secara uniform pada kisaran $f_{i,j} \in \{0, 1, 2, \dots, L-1\}$, di mana L adalah jumlah level pada suatu citra. Pada gambar 2.1 ditunjukkan suatu bidang acak, lingkaran yang kecil menggambarkan lokasi piksel dengan nilai $L \in \lambda$. Bidang konfigurasi didefinisikan sebagai $S = \lambda^D$. Deskripsi secara statistik dari suatu citra yang dimodelkan akan menggambarkan hubungan dari tiap piksel pada kisi

$P(F_{i,j} = f_{i,j} | F_{k,l} = f_{k,l} (k,l) \in D)$, di mana F adalah contoh bidang acak dan f adalah nilai yang diasumsikan oleh piksel [9].

Untuk mendapatkan suatu representasi statistik dari citra adalah probabilitas terukur di atas D . Oleh karena itu perlu model Markovian dari citra, yang secara sederhana adalah perluasan dua dimensi dari satu dimensi proses Markov.

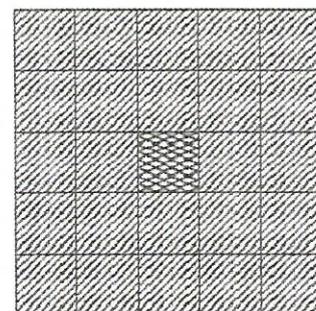


Gambar 1 : Contoh dari Random Field

Pemodelan citra dengan cara ini membuat representasi secara statistik dari suatu citra akan lebih mudah. Gambar 2 menunjukkan tipikal dari Markov Random Field (MRF) di mana pusat piksel hanya bergantung kepada nilai-nilai piksel yang bertetangga, sehingga dapat didefinisikan secara matematis adalah sebagai berikut [9] :

$$N_{i,j} = \{(k,l) \in D, (k,l) \neq (i,j), k^2 + l^2 \leq 1\} \quad (14)$$

Dengan cara yang sama pada kondisi (k,l) dapat dimodifikasi untuk menyertakan pada suatu sistem tetangga berbeda. Pada sistem tetangga lokal akan menjadi $P(F_{i,j} = f_{i,j} | F_{k,l} = f_{k,l} (k,l) \in N_{i,j})$



Gambar 2. : Bentuk Markov Random Field

Diberikan kisi D dan suatu sistem tetangga N , Distribusi Gibbs adalah probabilitas pengukuran π diatas $\{D, N\}$ [9]:

$$\pi(x) = \frac{1}{Z} e^{-H(x)/T} \tag{15}$$

dengan Z dan T adalah konstan dan H adalah fungsi energi yang diberikan oleh :

$$H(x) = \sum_{c \in C} V_c(x) \tag{16}$$

dengan subset $c \subseteq D$ adalah suatu anggota tiap pasangan piksel pada c adalah tetangga, C disebut anggota. $\{V_c, C \in C\}$ disebut potensial, Z adalah fungsi partisi dan diberikan oleh :

$$Z := \sum_{\omega} e^{-H(x)/T} \tag{17}$$

Pada persamaan di atas T adalah temperatur. Ketika Citra diperlakukan sebagai suatu kuantitas yang acak, maka hasil keluaran dapat diestimasi, model ini berkaitan dengan suatu masalah Bayesian. Hal spesifik dengan pemodelan citra adalah dengan estimasi *maximum a posteriori* (MAP) dari citra asli. Jika data yang diterima adalah G dan data yang benar X , distribusi posterior dari data yang diterima dikondisikan pada data yang benar diberi oleh persamaan :

$$P(X = x | G = g) \tag{18}$$

atau dengan memaksimalkan *log likelihood* dengan persamaan :

$$\log(P\{X = x | G = g\}) = \log(P\{G = g | X = x\}) + \log(P\{X = x\}) \tag{19}$$

Berdasarkan persamaan di atas, maka sebagai catatan bahwa distribusi G tidak diperlukan.

Model Ising adalah salah satu yang terbaik pada model kisi. Model tersebut ditemukan pada tahun 1925 oleh E.Ising untuk membantu menjelaskan tentang feromagnetik. Pada kasus ini $S = D$. Fungsi energi diberikan oleh persamaan :

$$H(x) = \sum_{(i,j) \in D} V_{\{i,j\}}(x_{i,j}) + \sum_{(i,j) \in D} V_{\{(i,j),(i+1,j)\}}(x_{i,j}, x_{i+1,j}) + \sum_{(i,j) \in D} V_{\{(i,j),(i,j+1)\}}(x_{i,j}, x_{i,j+1}) \tag{20}$$

Pada persamaan di atas adalah Model Ising secara umum, ketika model tersebut diterapkan pada citra biner, maka persamaan tersebut menjadi :

$$H(x) = \alpha \sum_{(i,j) \in D} x_{i,j} + \beta \left(\sum_{(i,j) \in D} x_{i,j} x_{i+1,j} + \sum_{(i,j) \in D} x_{i,j} x_{i,j+1} \right) \tag{21}$$

untuk Model Ising dengan kondisi probabilitas $X_{i,j} = x_{i,j}$, untuk 4 tetangga dapat direduksi menjadi :

$$\frac{e^{-x_{i,j}(\alpha + \beta v_{i,j})}}{1 + e^{-(\alpha + \beta v_{i,j})}} \tag{22}$$

2.3. Model Citra Digital

Citra digital merupakan kumpulan piksel dengan intensitas tertentu. Jika citra digital dengan notasi f yang merupakan piksel citra dengan notasi i , maka $f = \{\theta_i : i \in S\}$ disebut citra asli dengan S adalah batasan dari piksel dan θ_i adalah intensitas atau derajat keabuan piksel $i \in S$. Kemudian $\hat{f} = \{\hat{\theta}_i : i \in S\}$ disebut sebagai citra yang direstorasi dan $g = \{g_i : i \in S\}$ adalah citra yang terdegradasi oleh derau. Pada deskripsi stokastik citra f dianggap sebagai kumpulan dari variabel acak $\{\theta_i : i \in S\}$. Dengan memodelkan citra sebagai variabel yang acak, maka implementasi distribusi posterior citra terdegradasi oleh derau dapat dilakukan [10][11].

Monte carlo adalah teknik numerik yang membuat bilangan acak untuk menyelesaikan permasalahan. Dengan mengatur temperatur dan inisialisasi citra awal f_0 , maka akan dibangun sebuah rantai Markov yang terdiri dari citra dengan distribusi posterior. Pada rantai Markov $f_0 ? f_1 ? \dots ? f_n$, citra f_{k+1}

tergantung hanya pada f_k dan tidak tergantung pada keadaan sebelumnya. Langkah pertama adalah menghitung distribusi posterior $\pi(f_k|g)$ dari citra f_k , kemudian ditandai dengan π_k . Kemudian pilih piksel secara acak dari citra tersebut. Langkah kedua adalah menghitung distribusi posterior pada piksel citra sampel $\pi(f_t|g)$ dan ditandai dengan π_t . Langkah selanjutnya adalah proses penerimaan dan penolakan, piksel dari citra sampel akan diterima dengan probabilitas p yang diberikan oleh persamaan [12] :

$$p = \min\left(1, \frac{\pi_t}{\pi_k}\right) \tag{23}$$

Sedangkan probabilitas dari sebuah citra seperti pada persamaan di bawah ini :

$$\begin{aligned} \Pr(f) &= \frac{1}{Z} \exp\left(-T \sum_{(m,n)} f_m f_n\right) \\ &= \frac{1}{Z} \exp(-2T \#f) \end{aligned} \tag{24}$$

Kemudian untuk rasio probabilitas $\frac{\pi_t}{\pi_k}$ diberikan oleh persamaan :

$$\begin{aligned} \frac{\pi_t}{\pi_k} &= \frac{\pi(f_t|g)}{\pi(f_k|g)} = \frac{\Pr(g|f_t)\Pr(f_t)}{\Pr(g|f_k)\Pr(f_k)} \\ &= \exp\left[\frac{x(f_t - f_k)}{\sigma^2}\right] \exp[2T(\#f_k - \#f_t)] \end{aligned}$$

dengan $\#f$ adalah jumlah piksel bertetangga yang tidak cocok pada f , $T > 0$ adalah konstan dan Z konstanta normalisasi. Pada algoritma MH MCMC bagian yang dipilih f_k dibandingkan dengan kandidat f_t yang berbeda dari f_k oleh satu piksel. Nilai dari $\#f_k - \#f_t$ dihitung untuk perubahan piksel yang berhubungan dengan empat piksel yang bertetangga [13].

Update piksel dengan *Self threshold* adalah sebuah metode dengan membandingkan nilai tiap piksel pada derajat keabuan yang telah diskalakan dan akan diterima jika rasio probabilitas lebih kecil dari 1. Sehingga nilai piksel yang baru merupakan nilai *threshold* yang telah diacak.

Dari citra yang terdegradasi g dan citra yang telah direstorasi \hat{f} , maka dapat dihitung perubahan *signal to noise ratio* (Δ_{SNR}) dengan persamaan [10] :

$$\Delta_{SNR} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{i \in \Omega} (g_i - f_i)^2}{\sum_{i \in \Omega} (\hat{f}_i - f_i)^2} \text{ (dB)} \tag{26}$$

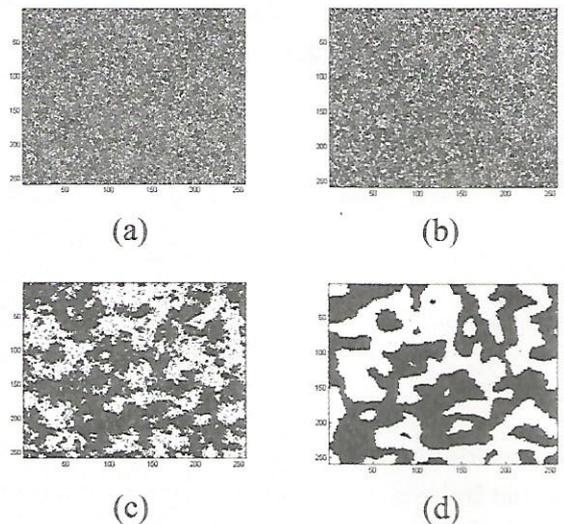
Nilai Δ_{SNR} kecil ketika derau yang ada pada citra terdegradasi g besar.

3. Hasil dan Analisis

Berikut ini adalah hasil simulasi dari Spin Glass dengan menggunakan metode MRF, Gibbs, dan Algoritma Metropolis. Pada simulasi ini digunakan Matlab 6.5. Adapun hasil simulasi dengan menggunakan metode-metode tersebut di atas adalah sebagai berikut :

3.1. Simulasi Model Spin Glass Markov Random Field

Parameter tetap $\alpha = 0$, $\beta = -0,9$ dan iterasi = 40



Gambar 3: Hasil Simulasi Model Spin Glass Markov Random Field

- a. Temperatur 1
- b. Temperatur 2
- c. Temperatur 8
- d. Temperatur 40

Pada gambar 3 dengan parameter tetap $\alpha = 0$, $\beta = -0,9$ dan iterasi = 40 menghasilkan struktur magnetik yang berbeda-bada dari perubahan temperatur. Pada temperatur 1 dan 2 struktur magnetik tampak lebih rapat (gambar 3a dan gambar 3b), sedangkan pada temperatur 8 struktur magnetik tampak kurang rapat dan berongga (gambar 3c). Kemudian ketika temperatur dinaikkan menjadi 40 struktur magnetiknya tidak rapat dan berongga (gambar 3d), hal ini berarti dengan naiknya temperatur akan memberikan efek struktur magnetik yang acak. Jika struktur magnetik dianalogikan sebagai piksel pada sebuah citra, maka struktur magnetik tersebut merupakan kuantitas dari piksel yang diperlakukan secara acak dengan distribusi yang tidak homogen.

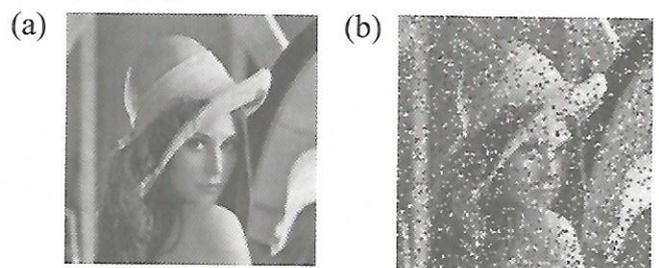
3.2. Aplikasi Model Spin Glass Untuk Restorasi Citra Digital

Gambar 4 adalah citra asli dan citra terdegradasi derau *salt & paper* dengan tingkatan 0,15. Implementasi model spin glass markov random field pada citra "lena" seperti pada gambar 5 memperlihatkan hasil dari citra yang telah direstorasi dengan variasi dari temperatur. Tampak secara sekilas ketiga gambar hampir sama, akan tetapi akan tampak berbeda jika dilihat dari grafik Δ SNR seperti pada gambar 6.

Pada gambar 6 nilai Δ SNR untuk temperatur 1,5 adalah 13.072 dB, pada temperatur 2,5 adalah 12.322 dB, sedangkan pada temperatur 4,5 adalah 12.259 dB. Jika dilihat dari hasil tersebut tampak bahwa nilai Δ SNR pada temperatur 1,5 memberikan nilai yang tertinggi, sedangkan pada temperatur 2,5 dan 4,5 Δ SNR menjadi turun. Berdasarkan grafik Δ SNR yang diperlihatkan pada gambar 6 mengindikasikan bahwa Δ SNR turun diatas 300 iterasi, hal ini disebabkan algoritma akan mengupdate kembali piksel-piksel dengan nilai threshold yang baru. Berdasarkan grafik Δ SNR pada gambar 6 pengaturan pada temperature 1,5 memberikan Δ SNR yang optimal.

Nilai Δ SNR yang dihasilkan pada proses restorasi citra disebabkan oleh beberapa faktor, yaitu : jenis derau yang diberikan, distribusi yang digunakan sebagai fungsi update piksel, random dari threshold, dan jumlah iterasi.

Sedangkan pada gambar 7 menunjukkan bahwa piksel yang diupdate akan semakin berkurang dengan bertambahnya iterasi, hal ini membuktikan bahwa proses update piksel dengan menggunakan metode distribusi posterior dan update piksel dengan *self threshold* telah berjalan dengan baik. Akan tetapi dari keseluruhan proses restorasi citra masih perlu dilakukan pengembangan algoritma agar lebih memberikan hasil yang optimal.



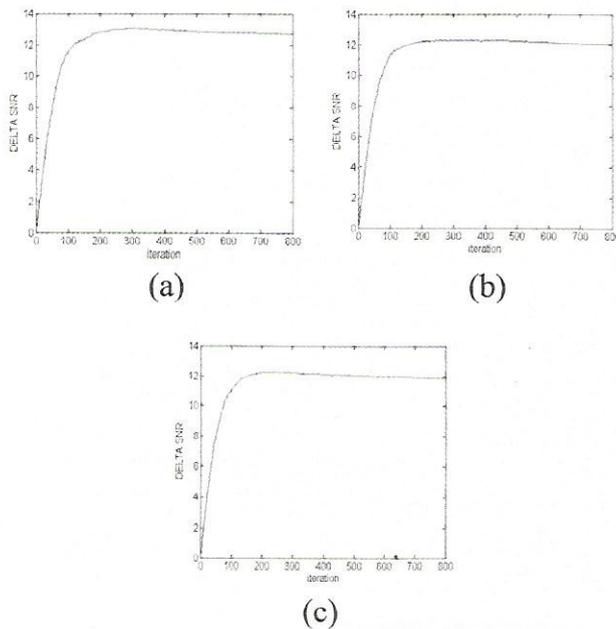
Gambar 4: Citra Digital

a. Citra Asli b. Citra Terdegradasi derau Salt and paper 0.15

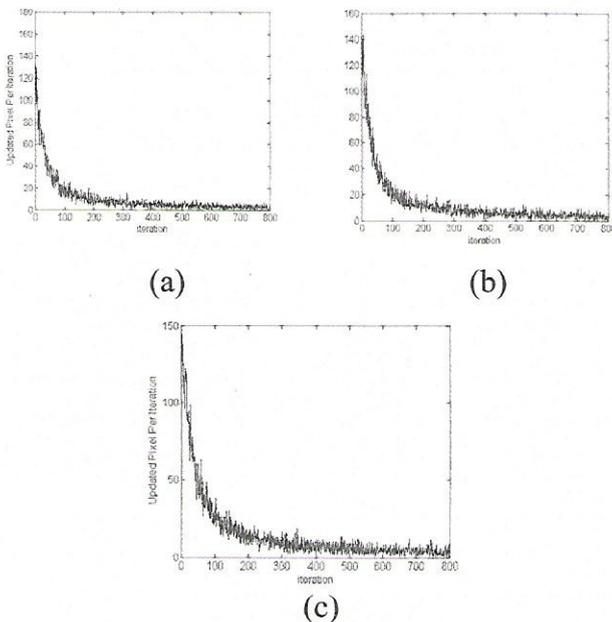


Gambar 5 : Restorasi Citra dengan model distribusi *posterior* dan update piksel dengan *self threshold*

a Restorasi Citra dengan Tempertur 1.5 b. Restorasi Citra dengan Tempertur 2.5
c. Restorasi Citra dengan Tempertur 4.5



Gambar 6 : Grafik SNR
 a. Temperatur 1.5 b. Temperatur 2.5
 c. Temperatur 4.5



Gambar 7: Grafik Pixel yang terupdate Per Iterasi
 a. Temperatur 1.5 b. Temperatur 2.5
 c. Temperatur 4.5

4. Kesimpulan

Dari hasil simulasi model *spin glass markov random field* dapat disimpulkan bahwa setiap

perubahan parameter akan memberikan pengaruh pada struktur magnetik. Pada model *spin glass markov random field* tampak jelas bahwa perubahan temperatur akan memberikan efek pada struktur magnetik yang acak. Jika struktur magnetik dianalogikan dengan piksel pada citra, maka struktur magnetik tersebut merupakan kuantitas dari piksel yang diperlakukan secara acak dengan distribusi yang tidak homogen.

Simulasi dengan menggunakan pendekatan model *spin glass markov random field* untuk restorasi citra terdegradasi derau salt & paper dengan tingkatan 0,15. Restorasi citra dengan pendekatan model *spin glass markov random field* memberikan hasil yang optimum pada temperatur 1,5 dan Δ SNR 13,072 dB dengan 800 iterasi dan 1000 chain. Nilai Δ SNR yang dihasilkan pada proses restorasi citra disebabkan oleh beberapa faktor, yaitu : derau yang diberikan, distribusi yang digunakan sebagai fungsi update piksel, random dari threshold, dan jumlah iterasi.

5. Daftar Pustaka :

1. D. Sherrington and S. Kirkpatrick, , "Solvable Model of a Spin-Glass", *Phys. Rev. Lett.*. 1978
2. S. Kirkpatrick and D. Sherrington, , "Infinite-ranged models of spin-glasses", *Phys. Rev. B17*. 1978
3. M. M'ezard, G. Parisi and R. Zecchina, "Analytic and Algorithmic Solution of Random Satisfiability Problems", *Science*. 2002,
4. F. Guerra and F. L. Toninelli, , "The Thermodynamic Limit in Mean Field Spin Glass Models", *Commun. Math. Phys.* 2002.
5. F. Guerra, "Broken Replica Symmetry Bounds in the Mean Field Spin Glass Model", *Commun. Math. Phys.* 233. 2003,
6. M. Aizenman, R. Sims and S. Starr, "Extended variational principle for the Sherrington-Kirkpatrick spin-glass model", *Phys. Rev. B68*. 2003.
7. S. Geman and D. Geman, , "Stochastic Relaxation, Gibbs Distributions, and the

- Bayesian Restoration of Images”, *IEEE trans. pattern anal. and mach. intell*, Vol.6. 1984
8. F. Guerra, ,”Sum rules for the free energy in the mean field spin glass model”, *Fields Institute Communications* 30. 2001.
 9. M.R. Bhatt and U.B. Desai, “Robust Image Restoration Algorithm Using Markov Random Field Models”, *In Proceedings of International Symposium on Circuit and System*. 1992,
 10. K. Tanaka, J. Inoue and Titterington D. M., ,”Probabilistic image processing by means of Bethe approximation for the Q -Ising model”, www.stats.gla.ac.uk/Research/TechRep2003/03-3.pdf 2003.
 11. K Tanaka and N Yoshiike., ,”Statistical-Mechanical Approach to Probabilistic Image Processing”, *Workshop on Statistical Mechanical Approach to Probabilistic Information Processing*. 2003.
 12. K. P. N. Murthy, “Bayesian Restoration of Digital Images Employing Markov Chain Monte Carlo” , *eprint arXiv:cs/0504037*,. G.K. Nicholls and S.M. Tan, 2001, *Inverse Problems*, PHYSICS 707, The University of Auckland. 2003.
-

Sinyal Kode Berbasis Derau dan Intensitas Daya Optik untuk Sensor dalam Sistem Keamanan Ruangan

Syamsu Ismail dan Deni Permana

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 : ismail@ppet.lipi.go.id

Abstract

An area with high degree of security must be equipped by a sensor system which has an ability to distinguish jamming signal, which might be injected by intruder. A sensor system which has a signature signal based on noise can give a fairly high class of security for such situation. This paper will discuss the optical or light sensor system. The use of noise as a clock signal, makro prediction of next data different, because the stored data will be read randomly. The intensity of light source is modulated by a code signature signal before transmitter to the monitored area. At the detection side, the incoming signals are compared with the original code, whether the signal has exactly the same code or not, a code match means a secure situation. To prevent bypassing or dimention of the light path, the incoming power of light is calculated and compared with the reference level, which is set during installation.

Key words : *jamming, code signal noise, optical power level, sensor system.*

Abstrak

Suatu area dengan tingkat keamanan tinggi harus dilengkapi dengan sistem sensor yang dapat mengenali sinyal jamming yang diinjeksikan oleh penyusup. Sistem sensor dengan sinyal tertanda, atau signature, berbasis derau dapat memberikan tingkat keamanan yang cukup tinggi untuk keadaan khusus seperti tersebut di atas. Sistem sensor yang akan dibahas di dalam tulisan ini adalah sistem sensor dengan cahaya. Aplikasi sinyal derau sebagai pewaktu dalam sistem mempersulit untuk meramalkan data yang akan datang kemudian. Hal itu disebabkan oleh karena data tersebut, yang berfungsi sebagai signature, dikeluarkan secara acak. Intensitas sumber cahaya yang akan digunakan dimodulasi lebih oleh sinyal signature sebelum dilepaskan ke dalam daerah pemantauan. Di sisi pendeteksi, kode sinyal yang datang dibandingkan dengan sinyal sumber. Apabila sinyal tersebut masih sesuai, maka dianggap keadaan aman, bila sebaliknya dianggap tidak aman atau ada penyusup. Untuk menghindari penggunaan jalan lain, lewat pemantul, digunakan suatu pembanding daya optik acuan yang diset saat instalasi.

Kata kunci : *jamming, derau sinyal kode, level daya optik sistem sensor.*

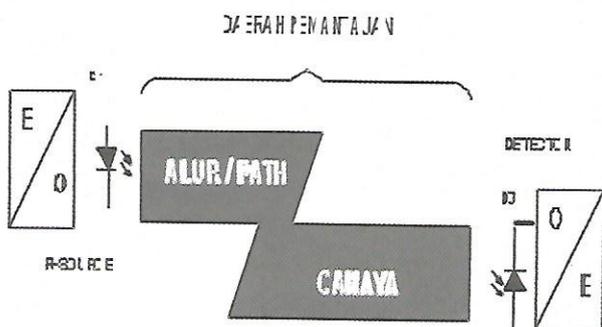
1. Pendahuluan

Sistem pengamanan ruangan, atau benda, dengan berbagai cara sudah banyak dilakukan, dari yang sederhana sampai dengan yang rumit. Teknik yang digunakan di antaranya dengan mendeteksi pergeseran frekuensi, efek Doppler, pada gelombang mikro untuk sensor gerak^[1], sensor pemotongan sinar, dan lain sebagainya. Sistem sensor gangguan dengan pemotongan sinar sebenarnya paling mudah dan juga murah, tetapi ada beberapa kelemahan dari sistem ini. Kelemahan tersebut di antaranya adalah mudah ditipu dengan sinyal *jamming* yang dipancarkan

langsung pada sisi pendeteksi, membelokkan sinar ke arah lain dan lalu mengembalikannya ke arah jalur asal, atau *bypassing*, membuat sinar palsu dengan sinyal simulator, dan lain-lain. Kelemahan di atas dapat diatasi dengan menggunakan sinyal tanda dengan *signature*, yang ditumpangkan atau dimodulasikan pada intensitas cahaya. *Signature* adalah suatu kode biner dan terdiri dari sederetan nilai '1' atau '0'. Sistem ini dapat digabungkan dengan alat untuk pemantauan dan pengamanan ruangan^[3], yaitu terletak pada sistem sensornya.

Sistem sensor cahaya, yang dimaksud dalam tulisan ini, terdiri dari satu sumber cahaya, jalur,

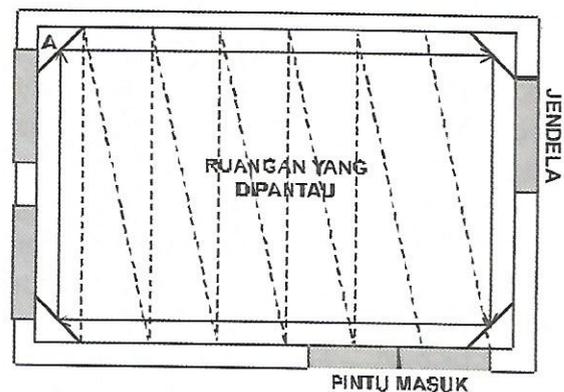
atau *path*, ruang tempat berlalunya cahaya, dan pada pendeteksi cahaya. Dalam diagram gambar 1.1 ditunjukkan sebuah sistem sensor cahaya, yaitu sumber cahaya infra merah yang dicatu oleh E/O converter, ruang tempat jalur atau *path* cahaya, dan pendeteksi cahaya foto dioda peka cahaya infra merah yang memberikan sinyal pada O/E converter. E/O converter terdiri dari rangkaian sumber arus yang digunakan untuk mencatu diode pengemisi cahaya LED, atau sumber cahaya dioda laser LD. Arus diode pada saat diode ON diatur dengan suatu rangkaian untuk mendapatkan daya optik yang diperlukan. Di dalam sistem pengamanan biasa diode ini hanya dicatu oleh sumber arus searah konstan, sedangkan di dalam sistem pengamanan yang menggunakan *signature* dioda ini dicatu oleh suatu sumber arus yang sudah dimodulasi. Pendeteksi cahaya adalah sebuah diode foto semikonduktor, seperti *PIN Photo Diode*, atau *avalanche photo diode* yang lebih peka. O/E converter terdiri dari penguat derau rendah dan pengkondisi sinyal. Di dalam sistem pengamanan biasa keluaran sinyal dari konverter ini hanya sinyal ada atau tidak ada gangguan, biasanya untuk menggerakkan sebuah relay atau sebagai masukan pada komputer^[3]. Sedangkan di dalam sistem pengamanan dengan *signature*, unit ini terdiri dari beberapa bagian yaitu rangkaian penguat tegangan dengan lebar bidang frekuensi tertentu, pembagi sinyal, pembanding level, pembentuk pulsa, dan penunda waktu.



Gambar 1: Sebuah Sistem Sensor Cahaya.

Alur, atau *path*, cahaya adalah suatu ruangan yang dipantau. Di dalam satu ruangan terdiri dari

satu sistem sensor, atau mungkin lebih. Cahaya yang dipancarkan oleh suatu sumber, LED atau LD, didistribusikan ke seluruh bagian dari ruangan dengan menggunakan cermin-cermin pemantul. Pendistribusi cahaya tersebut diutamakan pada titik-titik rawan, misalnya jalan masuk, atau bagian yang dapat dimasuki, seperti pintu, saluran udara, jendela, dan lain-lain. Gambar 2. menjelaskan pendistribusian cahaya dalam ruangan dengan cermin sebagai pemantul pada beberapa bagian dinding, garis penuh menunjukkan pendistribusian secara horisontal, sedangkan garis putus-putus adalah pendistribusian diagonal dari sudut atas ke sudut bawah. Pendistribusian tersebut dengan maksud agar seluruh bagian ruangan tidak luput dari pemantauan. Untuk pintu masuk dan jendela pendistribusian diagonal juga dapat diaplikasikan, yaitu diagonal dari kiri ke kanan, dibuat beberapa segmen terbagi dari atas ke bawah. Di ruangan itu sendiri pendistribusian cahaya bukan hanya di samping dinding tetapi disebarkan ke tengah ruangan dengan alur-alur bersilang. Titik A pada sudut kiri atas adalah tempat dimana sumber dan detektor cahaya ditempatkan.



Gambar 2: Distribusi Cahaya di dalam Ruangan dengan Cermin Pemantul.

Pendistribusian cahaya dalam ruangan terlalu banyak dapat mengakibatkan panjang path yang besar. Hal tersebut dapat berakibat menurunnya intensitas cahaya yang sampai pada detektor. Penyebab dari penurunan tersebut adalah karena redaman udara terbuka cukup besar, disamping itu

sudut radians dari sumber sudah cukup besar, apalagi bila menggunakan sumber cahaya LED. Oleh karena itu, ada kemungkinan dalam satu ruangan terdiri dari beberapa sistem sensor. Jika menggunakan beberapa sistem sensor di dalam satu ruangan, maka dalam monitor *display* dapat ditentukan apakah semuanya akan terintegrasi, atau individual. Hal tersebut dapat dirancang dari sistem sensor itu sendiri, dan kemudian di dalam *software display* akan dinyatakan per ruangan atau per sistem sensor. Sebagai contoh, untuk denah satu ruangan gambar 2. dapat dipasang sistem sensor pada tiap jendela dan pintu. Dalam display monitor komputer personal dirancang agar menampilkan kondisi semua sistem sensor.

2. Perencanaan Sistem

Suatu sistem pengamanan biasanya dirancang berdasarkan beberapa pertimbangan, yaitu akan dilihat dari aspek obyek yang akan di amankan, dan dari aspek pengganggu itu sendiri. Suatu obyek yang akan diamankan dapat berupa ruang secara keseluruhan, atau benda tertentu yang menjadi bagian dari ruangan, atau mungkin juga keduanya sebagai obyek terpisah yang berlapis. Bila dilihat dari aspek pengganggu, maka dapat diperkirakan jenis gangguan yang akan dilakukan. Perancangan pengamanan ruangan disesuaikan dengan kebutuhan tingkat, atau kelas keamanan di lapangan. Beberapa hal perlu dipertimbangkan yaitu bentuk, luas, dan tinggi ruangan. Di samping itu, situasi dan kondisi ruangan akan menentukan sistem yang akan digunakan. Ukuran dan bentuk ruangan akan digunakan untuk menentukan arah jalur dari penjalaran cahaya yang harus dibuat. Dengan demikian panjang jalur dapat dihitung, sehingga jenis komponen yang akan digunakan, dalam hal ini sumber dan detektor optik. Dengan mempertimbangkan beberapa hal di atas, maka harus dipilih komponen-komponen yang langsung berhubungan dengan ruangan, seperti detektor dan sumber cahaya. Sumber cahaya mempunyai karakteristik penting yang perlu

diperhatikan, di antaranya yaitu daya keluaran optik, sudut berkas, dan panjang gelombang. Dipilih daerah panjang gelombang infra merah agar cahaya tidak dapat dilihat, $\lambda \approx 930$ nm. Sudut berkas dipilih sesempit mungkin, baik untuk sumber maupun detektor.

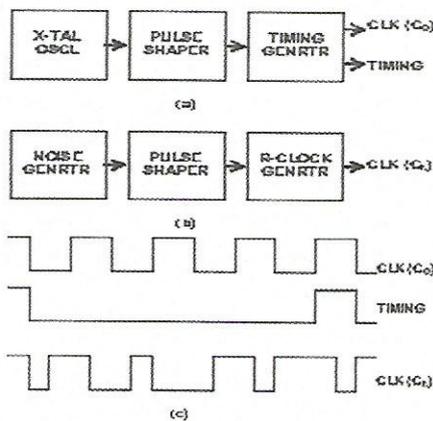
Tabel 1. Pola Radiasi, dan Sensitivitas LED CQY49C, dan Foto Transistor BPX25^[6].

SUDUT ($^{\circ}$)	LED INTENS REL (%)	DET. SENST REL (%)
-90	0,00	0,00
-60	0,00	0,00
-45	0,00	0,00
-30	0,00	0,00
-20	0,00	0,00
-15	0,00	0,00
-9	50	10
-7,5	75	50
0	100	100
7,5	75	50
9	50	10
15	0,00	0,00
20	0,00	0,00
30	0,00	0,00
45	0,00	0,00
60	0,00	0,00
90	0,00	0,00

Tabel 1. adalah data pola radiasi dan sensitivitas sumber cahaya LED dan transistor detektor foto^[5]. Untuk jarak *light path* antara sumber dan detektor yang lebih jauh, maka harus juga diperhitungkan adanya penyebaran cahaya sepanjang penjalaran menuju detektor. Untuk mengatasi hal itu, maka digunakan sinar laser. Sebagai sumber cahaya laser digunakan diode laser 498CQL, dengan $\lambda \approx 845$ nm. Dalam kenyataannya, sinar laserpun akan mengalami penyebaran selama penjalaran, tetapi penyebarannya tidak sebesar sinar dari sumber LED. Penyebaran cahaya dalam penjalaran akan dimanfaatkan sebagai deteksi penyimpangan jalur cahaya. Dalam pemasangan jalur cahaya harus dibuat sedemikian rupa sehingga penyimpangan jalur akan menjadi perubahan jarak total dan akan terjadi perubahan level daya optik pada penerima.

Detektor cahaya umumnya memiliki karakteristik response spektral yang cukup lebar untuk daerah tertentu, sehingga pemilihan panjang gelombang pada daerah tersebut menjadi tidak terlalu kritis.

Rancangan untuk sistem elektronika dimulai dari unit sumber cahaya termodulasi, selanjutnya akan disebut sebagai bagian pemancar. Bagian ini terdiri dari rangkaian pewaktu, memori data, pembaca data, dan rangkaian pendorong sinyal listrik menjadi sinyal cahaya. Ada dua rangkaian, yaitu pewaktu sinyal kontinu dan sinyal acak.



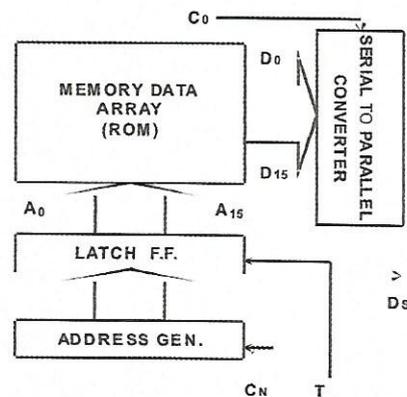
Gambar 3 : Diagram Blok Pewaktu Kontinu, Acak (a,b); Gelombang Kontinu; Acak (c)

Sinyal dari osilator kristal, gambar 2.1a, masih berbentuk sinusoida diubah menjadi sinyal segi empat di dalam *pulse shaper*, kemudian sinyal ini digunakan untuk membangkitkan sinyal pewaktu kontinu dan stabil. Sedangkan untuk pembangkit sinyal pewaktu acak, sumber derau diperoleh dari *Noise generator*, terdiri dari diode semikonduktor atau elemen yang lain dan penguat tegangan. Frekuensi derau berada di sekitar frekuensi pewaktu kontinu, dengan lebar pita dibatasi pada 20 KHz. Sinyal timing adalah merupakan *framing*, atau dalam hal ini *time slot*, untuk data yang dibaca dari sel *memory data bank*. Pulsa *timing* dibangkitkan berbasis sinyal *clock*, atau pewaktu kontinu C_0 . Sinyal *clock* C_0 tersebut digunakan sebagai masukan pada *BCD-counter*, kemudian *output* BCD menjadi masukan untuk *BCD to Octal converter*, untuk 8-bit data, atau *BCD to Hexa* untuk 16-bit data. Pulsa *timing* T_0 , gambar

3c, dapat juga digunakan untuk masukan rangkaian pembangkit pulsa sinkronisasi, bila diperlukan.

Sederetan pulsa-pulsa data digunakan untuk memodulasi intensitas cahaya diperoleh dari data generator. Data generator terdiri dari rangkaian logik memori berisi data tetap (ROM), *address generator*, *latch flip-flop*, dan pengkonversi data serial ke paralel. Gambar 3. adalah diagram blok dari pembangkit data. Data 16 atau 8 bit yang ada di dalam *read only memory* dibaca secara acak dengan memberikan alamat acak dari *address generator*. Rangkaian *address generator* adalah rangkaian *synchronous 16 bit*, yang diberi *random clock input* (C_N), sehingga akan mengeluarkan *address* ($A_0 \sim A_{15}$) secara acak. Dengan demikian logik data keluaran dari *data memory bank* akan acak pula. Sinyal data *address* akan dibaca pada saat pulsa *timing* (T) untuk *latch flip-flop* dalam kondisi *high*. *Memory data bank* mengeluarkan data paralel, sehingga dibutuhkan konverter data dari serial ke paralel. Rangkaian pengkonversi paralel ke serial menggunakan 16 sel JK-Flip flop dengan *strobe* dan *clear*, juga dilengkapi dengan beberapa *nand gate*^[5]. Adres sekuens keluar dari *latch flip-flop* adalah sebagai berikut,

- { $A'_0 A'_1 A_2 A_3 A'_4 A_5 A'_6 \dots A'_{11} A_{12} A'_{13} A_{14} A_{15}$ }
 - { $A_0 A_1 A_2 A'_3 \dots A_7 A'_8 A_9 A'_{10} A_{11} \dots A_{14} A'_{15}$ }
 - { $A'_0 A_1 A'_2 A_3 A'_4 A_5 A'_6 \dots A'_{11} A_{12} A'_{13} A_{14} A_{15}$ }
 - { $A_0 \dots A'_5 A'_6 A_7 A_8 A'_9 A'_{10} A_{11} A'_{12} A_{13} A_{14} A'_{15}$ }
 - {.....}
 - { $A'_0 A'_1 A_2 A_3 \dots A_9 A'_{10} A'_{11} A_{12} A'_{13} A_{14} \dots$ }
- Dan seterusnya

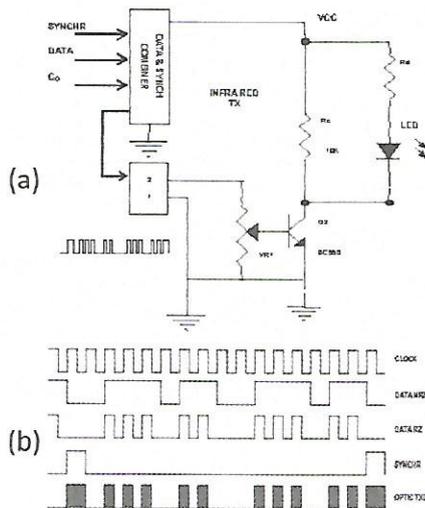


Gambar 4: Diagram Blok Pembangkit Data.

Bagian modulator cahaya terdiri dari sumber cahaya LED, atau diode laser LD. Sumber cahaya tersebut intensitasnya dimodulasi, yaitu dengan mengubah-ubah arus bias dioda, maka intensitas cahaya yang dihasilkan akan berubah-ubah, karena intensitas I_e adalah fungsi dari arus bias diode I_d . Sinyal pemodulasi sebenarnya secara teoretis tidak perlu dalam bentuk kode seperti dijelaskan diatas. Tetapi dengan memodulasikan secara langsung pulsa acak yang sudah dibentuk C_N akan menyulitkan dalam penghitungan waktu tunda. Hal tersebut disebabkan karena periode sinyal yang berubah-ubah, dari yang terpendek sampai yang terpanjang. Data serial acak tetapi terstruktur sebelum memodulasi intensitas cahaya akan dibentuk menjadi synchro data, yaitu data tersebut akan dimasukan di antara pulsa synchro. Gambar 5. menunjukkan rangkaian pemodulasi cahaya dan bentuk gelombang cahaya pancar dengan sinkronisasi, dengan sekuensi sinyal data adalah sebagai berikut

{..... D₁₃ D'₁₄ D₁₅ S D₀ D'₁ D₂ D₃ D'₄ D₅ D'₆ D₇ D'₈ D₉ D'₁₀ D'₁₁ D₁₂ D₁₃ D'₁₄ D₁₅ S D'₀ D₁ D₂ D'₃ D'₄ D₅ D'₆ .. D'₁₁ D'₁₂ D'₁₃ D'₁₄ D₁₅ S D'₀ D'₁ D₂ D₃..... }

Dari Gambar 5b. dapat dilihat bahwa cahaya yang keluar dari LED, atau laser LD, terputus-putus sesuai dengan *coded current* pemodulasi i_D .



Gambar 5: Rangkaian Modulator Cahaya (a) dan Bentuk Gelombang Cahaya Pancar (b).

Arus diode i_D diset saturasi pada saat data '1', dan akan cutoff saat data '0', pengaturan dilakukan dengan mengatur arus basis. Daya optik keluaran dari LED berbanding lurus dengan arus maju i_D , dimana jumlah muatan per detik adalah^[6]

$$N = i_D / e \dots\dots\dots(1)$$

dengan e adalah besar muatan elektron. Jika fraksi muatan-muatan yang berekombinasi, maka daya optik keluarannya adalah^[7]

$$P_o = \eta N W_g = \frac{\eta W_g}{e} i_D \dots\dots\dots(2)$$

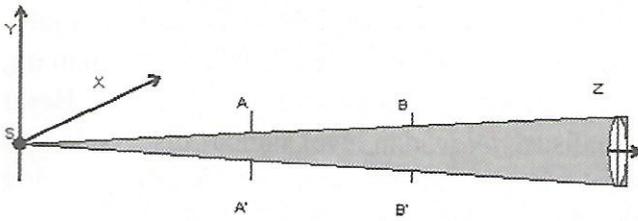
dimana energi W_g dinyatakan dalam Joule. dari persamaan dapat dilihat kelinieran daya optik terhadap arus LED. Jika W_g dinyatakan dalam elektron volt, maka persamaan (2) menjadi

$$P_o = \eta i_D W_g \dots\dots\dots(3)$$

Dengan mengubah-ubah arus i_D antara ada dan tidak ada maka P_o juga demikian. Arus i_D dapat diatur dengan mengubah resistansi R_D .

Daerah propagasi cahaya adalah ruang, atau tempat cahaya tersebut merambat sebelum tiba pada pendeteksi. Dalam propagasinya, cahaya tidak 100% lurus, tetapi mengalami penyebaran. Penyebaran bukan saja sebagai akibat dari pola radiasi awal dari sumber S tetapi disebabkan juga karena batas koherensi dari cahaya. Penyebaran cahaya, pada muka gelombang dalam koordinat XY, dengan arah propagasi sumbu Z, dijelaskan dalam Gambar 6. Penyebaran tersebut akan dimanfaatkan untuk indikasi adanya perbedaan jarak akibat dari adanya pembelokan sinar. Diode detektor dengan luas penampang penerimaan cahaya tetap, akan menerima kerapatan cahaya yang berbeda saat ada di penampang AA' dan di BB'. Perbedaan tersebut adalah berbanding lurus dengan luas penampang AA' dan BB'. Perbedaan tersebut dapat dihitung dengan persamaan beda intensitas optik di A dan B, yaitu

$$P_D = 20 \text{Log}_{10} \frac{\phi_A}{\phi_B} \dots\dots\dots(4)$$



Gambar 6: Penyebaran Cahaya.

Cahaya adalah masih merupakan gelombang elektromagnetik, maka daya optik yang diterima oleh detektor cahaya dapat diturunkan sebagai gelombang radio. Oleh karena itu, daya optik yang sampai pada detektor cahaya dapat ditulis sebagai berikut^[4]

$$P_{OPT} = \frac{P_{OGLED}}{4\pi R^2} \times \frac{\pi D^2}{4} \times (\eta_{RU}\eta_{SIS}) \dots\dots\dots (6)$$

dengan G_{LED} adalah penguatan radiasi sumber cahaya, dalam hal ini LED, R adalah jarak sumber dengan detektor. D adalah diameter apertur dari detektor. η_{RU} dan η_{SIS} berturut-turut adalah faktor ruangan propagasi dan sistem.

Detektor cahaya menggunakan foto diode PIN, komponen ini merupakan front end dalam sistem penerimaan. Apabila diperlukan sensitivitas tinggi diode foto avalans dapat menggantikan diode PIN tersebut. Level tegangan keluaran dari diode foto masih relative kecil, maka penguat awal dengan derau rendah diperlukan. Gelombang keluaran dari penguat awal biasanya tidak berbentuk segi empat, tetapi hampir mirip sinusoida. Penyebab keadaan tersebut adalah karena keterbatasan lebar bidang frekuensi pada sistem, terutama di bagian penerimaan. Gambar 6. penguat awal dengan derau rendah menggunakan transistor. Lebar pita frekuensi dirancang memenuhi lebar pita sinyal, tetapi dispersi selama propagasi dan transien rangkaian mengubah bentuk sinyal tidak lagi segi empat. Karakteristik penting untuk detektor foto, di antaranya yaitu responsivitas R_E , responsif spektral, dan *rise time*^{[7][8]}

Sensitivitas detektor ditentukan oleh efisiensi kuantum η dan juga responsivitas. Dimana

efisiensi kuantum η didefinisikan sebagai jumlah rata-rata pasangan pembawa primer tiap kejadian foton yang jatuh mengenai permukaan efektif dari diode, dan responsivitas adalah sebagai arus foton rata-rata per unit daya optik yang masuk^[7]. Idealnya setiap peristiwa foton akan menghasilkan satu elektron. Pencapaian ideal dalam kenyataannya ditentukan oleh efisiensi kuantum σ . Persamaan 7. adalah responsivitas detektor, dalam amper per watt, sebagai fungsi dari efisiensi kuantum.

$$\sigma = \eta \frac{q}{h\nu} = \eta \frac{q\lambda}{hc} = \frac{I_F}{P_{IN}} \dots\dots\dots (7)$$

dimana q adalah muatan elektron $1,62 \times 10^{-19}$, h konstanta Plank, I_F arus foton. Daya optik P'_{OPT} , dalam Watt adalah

$$P'_{OPT} = h \cdot \nu \cdot r_p \dots\dots\dots (8)$$

dimana r_p adalah jumlah rata-rata insiden foton, adalah frekuensi foton. Efisiensi kuantum dapat dihitung dengan persamaan (9) berikut ini.

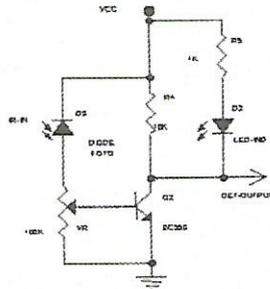
$$\eta = \frac{r_e}{r_p} \dots\dots\dots (9)$$

dengan r_e adalah jumlah rata-rata elektron yang dibangkitkan. Dioda foto digambarkan dengan rangkaian pengganti yang terdiri dari diode ideal, sumber arus, tahanan paralel, kapasitor paralel, dan tahanan seri. Kapasitor parasit terpasang paralel mengakibatkan adanya waktu bangkit, dalam aplikasi ini diabaikan. Sedangkan Tahanan dapat mengakibatkan turunnya tegangan *output* pada terminal detektor. Tegangan output detektor, dengan beban R_L adalah^[1]

$$i_D = \frac{\eta P''_{OPT} A_{ef} \cdot q \cdot \lambda}{hc} \dots\dots\dots (10)$$

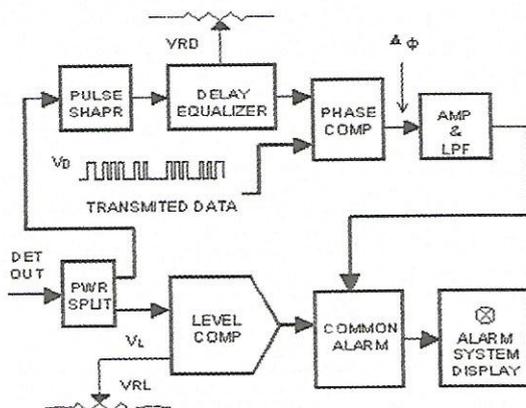
dengan P''_{OPT} adalah gelombang cahaya yang jatuh di permukaan dan terserap oleh detektor, sebagai faktor yang dominan adalah karakteristik permukaan detektor, dengan permukaan tersinari seluas A_{ef} . Arus detektor i_D menentukan arus basis, kemudian arus ini diperkuat oleh transistor pada penguat awal. Waktu naik menentukan batas

frekuensi dalam hal ini keutuhan bentuk persegi dari sinyal.



Gambar 7 : Penguat Awal dengan Derai Rendah.

Sinyal keluaran penguat awal V_D mempunyai level tegangan tertentu yang bergantung atas daya optik masukan, responsivitas foto diode, seperti persamaan 7. dan penguatan rangkaian. Dalam hal ini, selama beroperasi sebagai sistem sensor, selain daya optik P_{OPT} , yang lain adalah konstanta. Persamaan 6. menjelaskan bahwa daya optik P_{OPT} sangat bergantung pada jarak R , sehingga perubahan P_{OPT} dapat diinterpretasikan sebagai perubahan jarak propagasi. Rangkaian gambar 8. menggambarkan diagram blok dari pemroses sinyal alarm. Sinyal keluaran detector cahaya dibagi menjadi dua, yaitu V_D dan V_L , oleh sinyal splitter. Sinyal V_L dibandingkan dengan level



Gambar 8 : Diagram Blok Rangkaian Pemroses Sinyal Alarm.

standar V_{RL} dan digunakan untuk menguji jika ada penyimpangan jarak jalur propagasi. Sedangkan V_D digunakan untuk membandingkan data dari sistem pemancar dengan yang diterima, setelah

data melalui ekualisasi delay. Pemanjangan jalur propagasi juga dapat dideteksi oleh rangkaian ini, tetapi biasanya nilainya tidak signifikan. Besar equalisasi *delay*, dan level standar diset pada saat awal sistem dioperasikan. Penyimpangan yang terjadi seperti adanya *jamming* ataupun pemindahan jalur, maka unit *common alarm* akan memberi sinyal pada system alarm.

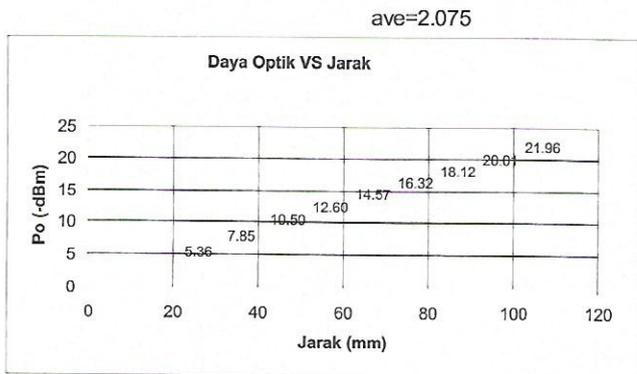
3. Implementasi dan Karakterisasi

Dalam implementasinya sistem sensor dibuat dengan menggunakan LED infra merah. Dengan daya optik keluaran rata-rata 2 mW pada arus I_F sebesar 35 mA. Untuk diode detector digunakan PIN diode. Untuk penguat modulator dan detektor digunakan transistor silicon biasa. Untuk Timing, dalam percobaan ini masih menggunakan IC digital. Rangkaian analog untuk komparator dan ekualisasi delay digunakan operational amplifier. Sebagai pemroses sinyal alarm disini digunakan prosesor mikrokontroler.

Karakterisasi dilakukan untuk daya optik LED terhadap jarak. Hal ini penting untuk mengetahui perubahan daya optik terhadap perbedaan jarak propagasi. Demikian juga untuk level penerimaan pada detektor terhadap jarak dengan daya pancar tetap. Tabel 2. dan 3. adalah hasil pengukuran LED dan Detektor. Gambar 9. kurva daya optik LED terhadap jarak.

Tabel 2. Data Pengukuran Daya Optik LED terhadap Jarak.

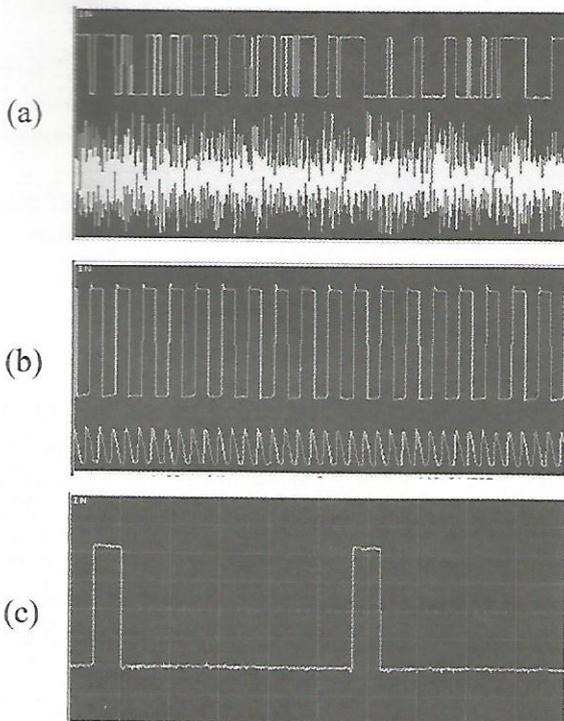
No	Jarak (mm)	Vcc = 4,95 V	
		Daya Opt (dBm)	Selisih (dB)
1	20	-5.36	0
2	30	-7.85	2.49
3	40	-10.50	2.65
4	50	-12.60	2.10
5	60	-14.57	1.97
6	70	-16.32	1.75
7	80	-18.12	1.80
8	90	-20.01	1.89
9	100	-21.96	1.95



Gambar 9 : Kurva Daya Optik terhadap Jarak^[2].

Tabel 3. Data Pengukuran Keluaran Detektor terhadap Jarak.

No	Jarak (mm)	P _i (mW)	V _D (Volt)	I _F (mikro A)
1	30	0.166	4.91	27.277
2	40	0.090	4.88	27.111
3	50	0.055	4.85	26.944
4	60	0.037	4.73	26.277
	SUM	0.348		107.609
	AVE	0.087		26.902



Gambar 10 : Hasil Pengukuran Sinyal Clock yang diturunkan dari Noise (a), Clock dari Osilator Crystal (b), dan Timing (c).

4. Kesimpulan dan Saran

Dari hasil percobaan dapat disimpulkan bahwa sistem ini cukup sulit untuk ditembus. Namun dalam sistem pengamanan harus selalu diadakan pembaharuan, karena penyusup akan mencari teknologi untuk membobol sistem pengamanan.

Ucapan Terima Kasih

Terima kasih disampaikan pada Program Tematik PPET-LIPI yang telah menyisihkan dana untuk melakukan percobaan ini. Demikian juga pada rekan-rekan pergudangan yang telah memberikan informasi tentang kelemahan system pengamanan.

5. Daftar Pustaka

1. Ismail Syamsu, "Aplikasi Radar Doppler Untuk Pemantauan dan Pengamanan", *Buletin IPT No. 5 Vol V*, 2000
2. Ismail Syamsu, "Aplikasi Mikrokontroler 89C51 untuk Memantau delapan Ruangan", *Tugas Akhir Universitas Jayabaya Jakarta*, 2003.
3. Ismail Syamsu, "Sistem Pemantauan dan Pengamanan Ruangan", *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi, Vol. III No.1*, 2003.
4. Jelalian, Albert V., " *Laser Radar System*", *Professional Program Session Record, Sheraton Centre Hotel. New York*, 1981.
5. Nashelsky Louis, " *Introduction to Digital Computer Technology*", *Wiley International Edition, New York*, 1972.
6. Philips, " *Data Handbook Electronics Component & Material*", *Semiconductors Devices for Optoelectronics*, 1983.
7. Senior, John, " *Optical Fiber communications Principle and Practice*", *Prentice Hal Inc. London*, 1984.
8. Widodo, Sri Thomas, " *Optoelektronika Komunikasi Optik*", *Andi offset Yogyakarta*, 1995.

TUNER PADA ANALOG SATELLITE RECEIVER

Fredrika H. Kana

Puslit Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI,
Jl. Sangkuriang Bandung 40135.
Telp. (022) 2504660

Abstract

Tuner is a part of an Analog Satellite Receiver, module in an Input and Monitoring Equipment. The Input and Monitoring Equipment can receive signal from a satellite transmission system, and process the signal to become an input signal of a Television Transmitter which fulfill the CCIR (Consultative Committee for International Radio) standard.

This research and development used the satellite transmission system with frequency band of 3.4 - 4.2 GHz (C-Band frequency). The C-Band signal received from the satellite is down converted to the satellite Intermediate Frequency (IF) of 950-1450 MHz by a Low Noise Blocked-down converter (LNB). The output of the LNB is an IF carrier modulated by television signal and is used as an input of the Tuner.

The Tuner is designed to split the base-band signal from the IF carrier. Further more the signal will be filtered and amplified by a demodulator circuit to produce the audio and video signals for a Television Transmitter input signal.

Keywords : tuner, satellite, receiver.

Abstrak

Tuner merupakan bagian dari Analog Satellite Receiver, dimana Analog Satellite Receiver adalah salah satu modul pada perangkat Input dan Monitoring System, yaitu perangkat yang dapat menerima sinyal dari Sistem Transmisi Satelit dan memproses sinyal tersebut menjadi sinyal masukan Pemancar Televisi yang memenuhi standard Consultative Committee for International Radio (CCIR).

Penelitian dan pengembangan ini menggunakan Sistem Transmisi Satelit yang bekerja pada pita frekuensi 3,7-4,2 GHz (C-Band Frequency). Sinyal C-Band yang diterima dari Satellite, oleh Low Noise Blocked-downconverter (LNB) diturunkan frekuensinya ke Intermediate Frequency (IF) untuk komunikasi satelit, yaitu 950-1450 MHz. Keluaran LNB adalah carrier yang termodulasi sinyal televisi, digunakan sebagai masukan Tuner.

Tuner berfungsi memisahkan sinyal base-band dari carrier frekuensi IF, yang selanjutnya difilter dan diperkuat oleh rangkaian Demodulator untuk menghasilkan sinyal video dan sinyal audio yang digunakan sebagai masukan Pemancar Televisi.

Kata Kunci : tuner, satelit, receiver

1. Pendahuluan

Sistem penyiaran di Indonesia baik pemerintah maupun swasta saat ini telah memanfaatkan satelit sebagai saluran transmisi, maka dengan adanya *Tuner* pada perangkat Input dan *Monitoring System* yang memisahkan sinyal *base-band* dari sinyal *IF satellite* [3,4], akan membantu penyediaan sinyal masukan perangkat Pemancar Stasiun Relay Televisi diseluruh Indonesia, khususnya daerah-daerah yang belum terjangkau siaran televisi pemerintah atau siaran televisi swasta.

Kelebihan dari penggunaan satelit adalah

dapat menjangkau sampai kedaerah terpencil dan daerah yang belum terjamah oleh manusia. Satelit juga sangat cocok di negeri maritim seperti Indonesia, karena dapat menghubungkan industri antar pulau dengan baik.

Satelit membantu distribusi siaran kabel antar wilayah. Dari pusat sinyal dikirim satelit lalu *downlink* ke receiver di wilayah lain yang akan menyebarkannya melalui kabel. Bagi TV broadcast, satelit bermanfaat untuk stasiun TV berjaringan sehingga stasiun-stasiun TV yang tergabung dalam sebuah kelompok lebih mudah berbagi program siaran walau wilayahnya

berjauhan.

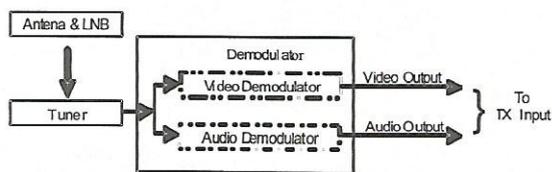
Karena Sistem transmisi satelit mencakup seluruh wilayah Republik Indonesia, maka hasil penelitian dan pengembangan *Tuner* dapat ditempatkan diseluruh wilayah Indonesia dan keluarannya digunakan sebagai masukan perangkat Pemancar Televisi diseluruh wilayah Indonesia.

Untuk penyebar-luasan informasi lewat media elektronik khususnya penyiaran televisi, Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi yang mempunyai tugas antara lain: menyusun rencana dan program penelitian bidang elektronika dan telekomunikasi, melaksanakan penelitian dan pengembangan *Tuner* sesuai dengan bidang kepakarannya.

Kegiatan penelitian dan pengembangan ini menggunakan masukan yang berasal dari sistem transmisi satelit yang beroperasi pada pita frekuensi C-Band. Rangkaian *Tuner* adalah bagian awal dari module *Analog Satellite Receiver* perangkat Input dan *Monitoring System*. [1,2]

2. Perancangan dan Realisasi

Rangkaian *Tuner* adalah bagian dari suatu penerima satellite sebagaimana ditunjukkan dengan blok diagram pada Gambar 1 .



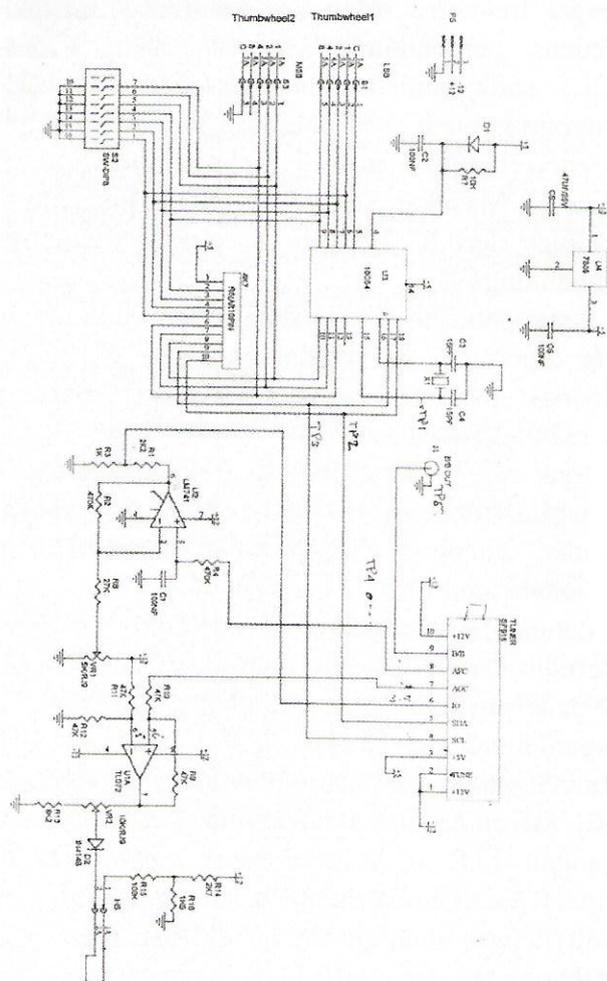
Gambar 1 : Blok Diagram Penerima Satelit

Sinyal dari sistem transmisi satelit diterima oleh antena parabola yang azimuth dan elevasinya diarahkan ke satelit, demikian pula posisi *Feed Hornnya* agar dapat menerima sinyal satelit dengan polarisasi Horizontal atau polarisasi Vertical. Selanjutnya sinyal tersebut dilewatkan LNB yang berfungsi sebagai *low noise amplifier* dan menurunkan frekuensi *C-Band* ke frekuensi IF. [4,5]

Pelaksanaan penelitian dan pengembangan *Tuner* diawali dengan merancang rangkaian

Tuner, dan mengingat bahwa masukan *Tuner* adalah keluaran LNB yang terletak dekat dengan Antenna Parabola, maka dibutuhkan kabel coaxial dengan jenis yang dapat melewati pita frekuensi IF keluaran LNB : 950-1450 MHz, yaitu jenis RG58 dengan spesifikasi :
Zo (Output Impedance) ; 50 Ohm
Frequency Response : up to 1 GHz
Low Loss Coaxial Cable

Rangkaian *Tuner* yang dirancang ditunjukkan pada Gambar 2, yang terdiri dari Satelit *Tuner SF916* dengan microcontroller untuk menentukan frekuensi lock-nya, system juga dilengkapi dengan rangkaian pengatur *Automatic Frequency Control (AFC)* untuk menjaga kestabilan frekuensi dan *Automatic Gain Control (AGC)* untuk memonitor *amplitude carrier* pada



Gambar 2 : Rancangan Tuner

frekuensi lock-nya.

Sumber tegangan DC untuk rangkaian Tuner disediakan +12 Volt. Untuk tegangan DC +5 Volt diperoleh dari tegangan + 12 Volt yang diturunkan dengan IC U4 (LM7805).

Keluaran LNB adalah frekuensi pembawa yang bekerja pada daerah frekuensi (950-1450) MHz, yang masuk ke *Tuner* melalui connector BNC. Dipilihnya satelit *tuner* SPF916 adalah karena satelit *tuner* SF916 bekerja pada daerah frekuensi 850-2150 MHz, sehingga dapat menerima pita frekuensi keluaran LNB = 950-1450 MHz. [1, 5]

Untuk mengoperasikan SF916, diberikan tegangan DC + 12 Volt pada pin-1 dan pin-10, dan tegangan DC + 5 Volt pada pin 3.

Satelit *Tuner* SF916 bekerja sebagai *Phase Lock Loop* dengan masukan *Phase Detector* pada pin 4 sebagai frekuensi reference dan pin 5 sebagai frekuensi pembanding. Masukan *Serial Clock* (SCL) pada pin 4 diperoleh dari PIC U3 (*Programmable IC 16C54* adalah *Microchip -8 bit Microcontroller*) pin-17 sebagai *frequency reference*. Masukan *Serial Data* (SDA) pada pin 5 diperoleh dari IC U3 pin-18 sebagai frekuensi pembandingnya.

Pengoperasian IC U3 didasarkan pada clock yang diperoleh dari kristal oscillator X1 yang beresilasi pada frekuensi 3200 KHz dipasang antara pin-15 dan pin-6.

Agar SF916 dapat lock di frekuensi tertentu pada pita frekuensi IF (950-1450) MHz, maka masukan ke pin-5 (SDA) dapat diatur dengan *microcontroller* PIC U3.

Pengaturan masukan *Serial Data* tersebut diperoleh dengan memberikan tegangan HI atau LO pada pin-6, 7, 8, 9, 10, 11 dan 12 IC U3, dengan mengatur *Thumbwheel* 1 sebagai LSB (*Least Significant Bit*) dan *Thumbwheel* 2 sebagai MSB (*Most Significant Bit*) yang memperoleh tegangan LO (0 Volt) dengan menggunakan switch S2, dan untuk memperoleh tegangan HI (+ 5 Volt) dengan menggunakan resistor array R8.

Pemberian tegangan HI/LO pada pin-pin : 6-7-8-9-10-11-12 dilakukan agar SF916 dapat lock pada

frekuensi IF kanal-1 sampai dengan kanal-24, misalnya :

Kombinasi : HI-LO-LO-LO-LO-LO-HI :

SF916 lock pada frekuensi IF kanal-1 (1430 MHz)

Kombinasi : LO-HI-HI-HI-LO-HI-HI :

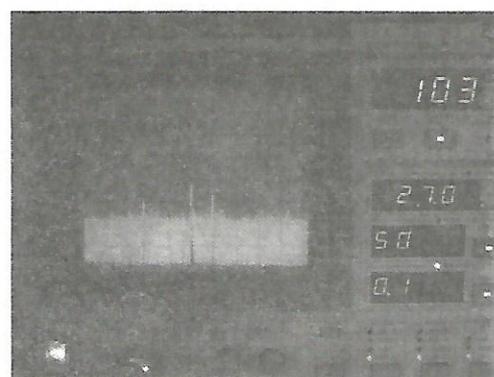
SF916 lock pada frekuensi IF kanal-24 (970 MHz)

Sebagai contoh SF916 akan dilock pada frekuensi 1030 MHz atau frekuensi kanal IF-21, maka pin-pin IC U3 diberikan level sebagai berikut :

| Pin |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| HI | HI | LO | HI | LO | HI | HI |

Dengan kombinasi tegangan tersebut diatas, IC U3 menghasilkan keluaran square-wave dengan frekuensi tertentu pada pin-18, yang memberikan perbedaan fasa tertentu antara masukan SCL (pin-4) dan masukan SDA (pin-5) sehingga *Phase Lock Loop* SPF916 lock pada frekuensi 1030 MHz, seperti ditunjukkan pada Gambar 3.

Apabila SF916 lock pada frekuensi IF tertentu, maka sinyal televisi yang dimodulasikan pada frekuensi IF tersebut dapat dipisahkan dari carriernya oleh SF916 yang diperoleh pada keluaran pin-9 (*Base Band Output*). [3,4]



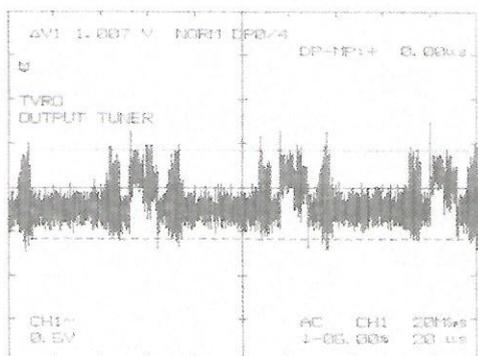
Gambar 3 : Keluaran LNB yang di-lock pada frekuensi IF 1030 MHz.

3. Hasil dan Pembahasan

Setelah SF916 lock pada frekuensi IF tertentu (pada Gambar 3 diperlihatkan lock pada frekuensi

carrier IF 1030 MHz); Tuner akan memfilter sinyal base-band (sinyal video composite dan sinyal audio) dari carrier IF yang diterima dari LNB.

Disain rangkaian Tuner yang ditunjukkan pada Gambar 2. memberikan keluaran sinyal base-band yang sudah terpisah dari carrier IF-nya, diperoleh pada keluaran SF916 pin-9 ditunjukkan pada gambar 4 berikut :



Gambar 4 : Sinyal Keluaran Tuner Hasil Pengukuran

Tampak pada Gambar 4, bahwa sinyal *synchronisasi* pada *base-band* terbalik dan level sinyal *base-band* tersebut hanya sedikit lebih besar dari level noise (S/N kecil).

Untuk menjaga kestabilan carrier frekuensi IF, keluaran AFC (pin-8) kemudian dihubungkan ke non-inverting input *Operational Amplifier* IC U2, yang tegangan inverting inputnya diatur dengan trimpot VR1 dan keluaran IC U2 dihubungkan ke pin-6 (IO) dari SF916.

Untuk memonitor *carrier to noise ratio* frekuensi IF, keluaran AGC (pin-7) lewat resistor R10 dihubungkan ke non-inverting input Opam IC U1A dengan penguatan = 1 (R9 dan R10 = 47K Ohm) dan *Zout* besar, outputnya dihubungkan ke meter dilewatkan variable resistor VR2.

Selanjutnya sinyal base-band dengan S/N kecil dari B/B Out J1, dihubungkan ke bagian *Demodulator*, yang terdiri dari *Video Demodulator* dan *Audio Demodulator*. Bagian *Video Demodulator* akan memisahkan sinyal video dari sinyal *base-band* dan bagian *Audio*

Demodulator akan memisahkan sinyal audio dari sinyal *base-band*.

4. Kesimpulan

Kegiatan penelitian dan pengembangan *Tuner* ini telah menghasilkan rangkaian elektronika yang dapat mengambil sinyal *base-band* yang dipancarkan oleh Pemancar Televisi yang menyebar-luaskan penyiarannya lewat saluran transmisi satelit. Rangkaian *Tuner* telah dirancang dengan memanfaatkan komponen-komponen elektronika yang terdapat di pasaran dalam negeri. Dengan terwujudnya hasil penelitian dan pengembangan ini, maka ketergantungan akan rangkaian Tuner yang berasal dari Luar Negeri dapat dihindari, sehingga apabila stasiun relay televisi membutuhkan sinyal masukan untuk dipancarkan, dapat dipenuhi dengan memanfaatkan hasil penelitian ini.

Ucapan Terimakasih

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

5. Daftar Pustaka

- 1) Frank Baylin, "Digital Satellite Television 5th Edition", Baylin Publisher, 1997.
- 2) Joseph J. Carr, "Secrets of RF Circuit Design", Mc. Graw Hill, 2000.
- 3) Jerry C. Whitacker, "The Resource Handbook of Electronics", CRC Press, 2001.
- 4) John Mc. Cormac, "World Satellite TV and Scrambling Method 3rd Edition", Mc. Graw Hill, 1993.
- 5) Michael Robin and Micher Poulin, "Digital Television Fundamentals 2nd Edition", Mc. Graw Hill, 2000.

INDEKS ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI

Volume 8 No. 1, Januari-Juni 2008

No. 2, Juli-Desember 2008

A. INDEKS PENGARANG

- | | | | |
|--|-----|--|-----|
| A. Adya Pramudita, Kurniawan, A. B
Suksmono dan A. Andaya L | 55 | Lilis Retnaningsih dan I Dewa Putu Hermida | 70 |
| Ahyar Supani, dan Niksen Alfarizal | 28 | Masbah R.T Siregar dan Farid W. M | 50 |
| Andrian B. Suksmono, A. Andaya L, | 1 | Nana Rachman, Luthfi Kurniadi, Sugihartono,
Hendrawan, dan AB Suksmono | 65 |
| A.A Pramudita, Endon Bharata, Nana R
Andriyan B. Suksmono, A Andaya Lestari | 12 | R.Sariningrum, Teguh Praludi, Arief A. Adya
Pramudita, A. Kurniawan, | 6 |
| Asep Yudi H, Yuyu Wahyu dan A.
Tenri Pakkua | 99 | Sri Hardiati dan Pamungkas Daud | 22 |
| Dadin Mahmudin dan Iip Syarif. H | 81 | Suhartono Tjondronegoro, Florentinus B.
Setiawan | 93 |
| Deni Permana dan Pamungkas Daud | 42 | Syamsu Ismail dan Deni Permana | 114 |
| Novrita Idayanti dan Dedi | 17 | Yaya Sulaemman, Asep Yudi H dan
Iqbal Syamsu | 76 |
| Fredrika H. Kana | 61 | Yudi Yuliyus M, Yuyu Wahyu, Folin O,
Adit Kurniawan, A.A Lestari, Sugihartono | 88 |
| Kusworo Adi, A.B Suksmono dan
Tati L.R Mengko | 106 | Yuyu Wahyu dan Deni Permana | 34 |

B. INDEKS JUDUL MAKALAH

- | | | | |
|--|----|---|----|
| An Algorithm to Select the Best Set of Frequencies in
Stepped-Frequency Continuous Wave Radars | 1 | Karakterisasi Lapisan ZnO dan SnO ₂ dengan
Teknologi Sputtering sebagai Bahan Sensitif pada
Sensor Gas CO | 70 |
| Analisis Gangguan Sambungan Telepon pada Sistem
Jarlokot | 6 | Model Pengatur Lampu Lalu Lintas dengan
Metal Detektor Berbasis Mikrokontroler
ATMega 8535 | 76 |
| Analisa Teori dan Numerik Pembebanan Resistif
terhadap Kestabilan Impedansi Input Antena GPR di
atas Permukaan Tanah | 55 | Optimasi Desain Filter Optik Jenis Parallel-Cascaded
Microring Resonator (PCMR) dengan Menggunakan
Metoda Transfer Matrix dan Signal Flow Graph | 81 |
| Diskriminator pada Audio Demodulator Analog
Satelit Receiver | 61 | Pembebanan Resistif untuk Menekan Level Coupling
antar Elemen pada Antena Array untuk GPR | 1 |
| Indikasi dan Interpretasi pola Target pada Sistem
Radar di Bawah Permukaan Tanah | 65 | | |

Pengkode Sinyal Suara pada Laju 4 kbps :
Menggunakan Model Sinusoida-Segmen Antar
Puncak 93

Pembuatan Detonation Gun untuk
Pelapisan Tipis 50

Pembuatan Magnet NiZn Ferit dengan
Metoda Sol Gel 17

Pengaruh Jarak antar Feedpoint Antena dalam
Meningkatkan Akurasi Footprint Antena GPR 88

Perhitungan Kuantitas Medan RF (Radio Frekuensi)
untuk Komunikasi Microwave dan Radar 22

Rancang Bangun Rectifier
Antena 890 915 MHz 99

Rancangan dan Penerapan Rangkaian Elektronika
untuk Pembacaan Volume dan Harga Pemakaian Air
pada Meteran Air secara Digital 28

Rancang Bangun Serta Unjuk Kerja Antena Mikrostrip
Sirkular Beam Konika pada Frekuensi S. Band 34

Restorasi Citra Digital dengan Pendekatan Spin Glass
Markov Random Field 106

Sinyal Kode Berbasis Derau dan Intensitas Daya Optik
untuk Sensor dalam Sistem Keamanan Ruangan 114

Sistem Pengendali Tegangan Baterai pada Perangkat
Uninterruptible Power Supply (UPS) 42

Tuner pada Analog Satelit Receiver 122

C. INDEKS KATA KUNCI

Analisis 93 Antena array 12
Audio 61
Baterai 42
Beam konika 34
Beban resistif 55
Coupling 12
DC Power 99
Derau 99
Derau sinyal kode 114
Detonasi gun 50
Diskriminator 61
Ekipartisi energi 1
Elektroda 70
Film tipis 50
Filter
Frekuensi 93
Footprint 88
Gelombang mikro 22
GPR 12
Impedansi input 55
Instruksi kerja 6
Interpolasi 93
Interpretasi objek 65
Jamming 114
Jarlok 6
Jenis gangguan 6
Karakteristik magnet 17
Kesimpulan ukur 6
Komunikasi 22

Komunikasi satelit 34
Lampu Lalu Lintas 76
LED 76
Level Daya Optik 114
Magnet ferit NiZn 17
Metoda resonator rongga 34
Metoda sol gel 17
Mikrokontroler 76
Mikrostrip 99
Mikrostrip sirkular 34
Muatan listrik 42
Pemanas 70
Pencitraan gelombang mikro 1
Pencuplikan tak-seragam 1
Pengisian otomatis 42
Perioda 28
Proses pengisian 42
Puncak 93
Radar 1
Radiasi 22
Resistansi 70
Resistive loading 12
Rectenna 99
Restorasi citra 106
Rolled-dipole 88
Rotasi per kubik 28
Reseiver 61
Satelit 61
Segmental 93

Sensor Gas 70
 SFCW 1
 Signal Flow Graph
 Sintesis 93
 Sinusoida 93
 Sinyal 22
 Sistem sensor 114
 Spin glass markov random field 99
 Sputtering 70
 Teknologi Film Tebal 70
 Temperatur 70
 Transfer matrik 81
 Transformasi fourier 1
 Tuner 122
 Serial-Cascaded Microring-Resonator 81

D. KEYWORDS INDEX

Analysis 93
 Antenna 55
 Automatic charging process 42
 Audio 61
 Battery 42
 Code Signal Noise 114
 Communication 22
 Communications satellite 34
 Coupling 12
 DC Power 99
 Denotation gun 50
 Derau Sinyal Kode
 Discriminator 61
 Electricity capacity 42
 Electrode 70
 Equipartition of energy 1
 FDTD
 Filter
 Footprint 88
 Fourier transform 1
 Frequency 93
 Gas sensor 70
 GPR 12
 Heater 70
 Image restoration 106
 Input impedansi 55
 Interpolation 93
 Jamming 114
 Jarlokat 6
 Konikal beam 34
 LED 76
 Magnetic characteristic 17
 Measurement conclusion 6
 Method of resonator cavity 34
 Microcontroller 76
 Microwave 22
 Microwave imaging 1
 Microstrip 99
 Mikrostrip sirkular 34
 NiZn ferrite magnet 17
 Noise 106
 Non-uniform Sampling 1
 Object Interpretation 65
 Optical Power Level 114
 Parallel-Cascaded Microring-Resonator
 Peak 93
 Period 28
 Radar 1
 Radiation 22
 Receiver 61
 Rectenna
 Resistant 70
 Resistive loading 12
 Rolled dipole 88
 Rotation per cubic 22
 Satellite 61
 Segmental SFCW 1
 Signal 22
 Signal Flow Graph 81
 Sensor System 114
 Serial-cascaded microring resonator 81
 Sinusoidal 93
 Sol gel method 17
 Sputtering 70
 Spin glass markov random field 106
 Synthesis 93
 Temperature 70
 Thic Film Technology 70
 Thin film 50
 Traffic Light 76
 Transfer Matrix 81
 Tuner 122
 Type of disturbances 6
 UWB 1
 Work instructions 6



Aturan Penulisan Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi PPET LIPI

1. Redaksi menerima naskah karangan berupa hasil penelitian, pengembangan dan penerapan dalam bidang Ilmu Pengetahuan dan Teknologi, diutamakan hasil dari kelompok kerja penelitian.
2. Semua naskah yang masuk akan direview dan diseleksi oleh Dewan Direksi.
3. Naskah yang telah dikoreksi akan dikembalikan ke penulis untuk diperbaiki, setelah itu diserahkan kembali ke redaksi pelaksana.
4. Makalah berisi abstrak (bahasa Inggris dan bahasa Indonesia), pendahuluan, tinjauan pustaka, metoda penelitian, hasil dan pembahasan, kesimpulan, ucapan terimakasih dan daftar pustaka.
5. Judul makalah ditulis dengan huruf kecil Times New Roman 14 spasi 1 (Judul Makalah).
6. Keterangan tentang penulis (nama penulis [**dicetak tebal**], intansi, alamat instansi, telepon, fax dan e-mail) ditulis dibawah judul makalah dengan huruf Times New Roman 10 spasi 1.
7. Judul **Abstrak** ditulis dengan huruf tebal di tengah, Times New Roman 12 spasi 1,5 terhadap isi bawahnya. Isi Abstract (dalam bahasa Inggris) dan Abstrak (dalam bahasa Indonesia) ditulis memanjang pada satu kolom dengan huruf Times New Roman 10 spasi 1 dan dicetak miring, dilengkapi dengan kata kunci dibawahnya.
8. Bila tulisan dalam bahasa Indonesia, yang didahulukan Abstract dalam bahasa Inggris dan bila tulisan dalam bahasa Inggris Abstrak bahasa Indonesia didahulukan.
9. Sub judul tulisan ditulis dengan huruf tebal, kecil, Times New Roman 12 spasi 1,5 terhadap tulisan bawahnya dengan penomoran angka biasa, (**1 Pendahuluan**).
10. Selain Abstrak, isi makalah ditulis dalam 2 (dua) kolom dengan huruf Times New Roman 12 spasi 1.
11. Gambar dan tabel harus diberi nomor urut, keterangan ringkas dengan huruf Times New Roman 12 dan disebutkan dalam isi makalah, gambar harus disesuaikan dengan ukuran halaman jurnal, (Gambar 1 :).
12. Persamaan matematik harus ditulis dengan jelas, diberi nomor urut, dan diberi keterangan notasi yang dipergunakan.
13. Contoh penulisan Daftar Pustaka sebagai berikut: Harper, Charles. A, "Handbook of Thick Film Hybrid Microelectronic", *McGraw-Hill*, New York, 1974.
14. Makalah maksimal 6 halaman, termasuk gambar dan tabel.

Redaksi Pelaksana

JURNAL ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI, VOL. 8 NO. 2 JULI - DESEMBER 2008 ISSN 1411-0280



LIPI

**JURNAL
ELEKTRONIKA dan TELEKOMUNIKASI**

PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI - LIPI

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