

JURNAL Elektronika dan Telekomunikasi

ISSN 1411-8289

VOLUME III, NOMOR 3

NOPEMBER - DESEMBER 2003

- Kata Pengantar
 - Simulasi Desain Digital Phase Locked (DPLL)
 - Analisa Dimensi dan Arah Resistor dengan Berbagai Nilai Resistansi pada Rangkaian Resistor Array Film Tebal
 - Analisa Teoritis Unjuk Kerja Ketidaklinieran pada Rangkaian Komunikasi Nirkabel
 - Wavelets Transmultiplex
 - Aneka Ragam Aplikasi dan Sistem GPS
 - Perencanaan Penguat Frekuensi Tinggi (902-928 Mhz) dengan Menggunakan Teknologi Film Tebal
 - Saluran Pembentuk Pulsa Durasi Variabel untuk Radar Peringatan Dini
 - Pengukuran Awal Pembangkit Gelombang Mikro Menggunakan Laser Dioda
 - Video FM Modulator
 - Pembangkit Gelombang Milimeter-Wave untuk System Radio-Over-Fiber pada Jaringan Seluler Masa Depan
 - Design and Implementation of PC-Based Audiometer Based on Brainstem Auditory Evoked Response
- I Dewa Putu Hemida ¹⁾*
Kusworo Adi ²⁾
Lilis Rertaningsih
Lia Muliani
Elli Herlia
Gandi Sugandi
Adiseno
Yuyu Wahyu
Aloysius Adya Pramudita
Arief Suryadi S.
Asep Yudi Hercuadi
Nana Subarna
Pamungkas Daud
Yuyu Wahyu
Yudi Yuliyus M
Lilis Retnaningsih
Syamsu Ismail
lip Syarif Hidayat
Yudi Yuliyus M.
lip Syarif Hidayat
Rustini S.K.
Daday Ruhiyat Amd
lip Syarif Hidayat
Yudi Yuliyus Maulana
Ali al-Afsaa
Soegijardjo Soegijoko



PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI - LIPI
Jl. Cisitua No. 21/154 D Tlp. (022) 250 4660, 250 4661 Fax. (022) 250 4659 - Bandung 40135
<http://www.telkoma.lipi.go.id>

JURNAL Elektronika dan Telekomunikasi

SUSUNAN REDAKSI

Penanggung Jawab : Kepala Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi,
Kasi (PPET - LIPI)

Dewan Redaksi : Prof. Dr. M. Barmawi
Prof. Ir. Ahmadi Djajasugita M.Sc
Prof. Dr. Ir. Soegijardjo Soegijoko
Prof. Dr. Ir. Djoko Hartanto
Dr. Anung Kusnowo, M.Tech
Dr. Masbah RT. Siregar
Dr. Totok MS Soegandi, APU
Dr. Goib Wiranto
Ir. Sukarna Djaja, APU
Ir. Rustini S. Kayatmo, DIC
Ir. Yahya Sukri
Ir. Elly Herlia Effendi
Syamsu Ismail, ST

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

Anggota : Ir. Pamungkas Daud
Deni Permana, ST
Dedi, ST
Bagus Edy Sukoco, ST
Drs. Slamet Widodo

Sirkulasi : Lilis Retnaningsih, SSi
Endang Ridwan

Alamat Redaksi : Seksi JASA DAN INFORMASI
PPET - LIPI
Jl. Cisitua No. 21/154 D Bandung 40135
Tlp. (022) 250 4661 Fax. (022) 250 4659
E-mail : info@ppet-lipi.go.id

DAFTAR ISI

	Kata Pengantar	ii
9	1. Simulasi Desain Digital Phase Locked Loop (DPLL) (I Dewa Putu Hemida ¹⁾ Kusworo Adi ²⁾)	1
1	2. Analisa Dimensi dan Arah Resistor dengan Berbagai Nilai Resistansi pada Rangkaian Resistor Array Film Tebal (Lilis Retnaningsih, Lia Muliani, Elli Herlia, Gandi Sugandi)	6
2	3. Analisa Teoritis Unjuk Kerja Ketidaklinieran pada Rangkaian Komunikasi Nirkabel (Adiseno dan Yuyu Wahyu)	10
11	4. Wavelets Transmultiplex (Aloysius Adya Pramudita, Arief Suryadi S., Asep Yudi Hercuadi)	15
3	5. Aneka Ragam Aplikasi dan Sistem GPS (Nana Subarna, Pamungkas Daud)	24
7	6. Perancangan Penguat Frekuensi Tinggi (902 - 928 MHZ) dengan Menggunakan Teknologi Film Tebal (Yuyu Wahyu ¹⁾ , Yudi Yuliyus M ²⁾ , dan Lilis Retnaningsih)	29
8	7. Saluran Pembentuk Pulsa Durasi Variabel untuk Radar Peringatan Dini (Syamsu Ismail dan lip Syarif Hidayat *)	33
6	8. Pengukuran Awal Pembangkit Gelombang Mikro Menggunakan Laser Dioda (Yudi Yuliyus M ¹⁾ lip Syarif Hidayat ²⁾)	39
10	9. Video FM Modulator (Rustini S.K ¹⁾ , Daday Ruhiyat Amd ²⁾)	43
5	10. Pembangkit Gelombang Milimeter - Wave untuk System Radio-Over-Fiber pada Jaringan Seluler Masa Depan (lip Syarif Hidayat ¹⁾ Yudi Yuliyus Maulana ²⁾)	48
4	11. Design and Implementation of PC - Based Audiometer Based on Brainstem Auditory Evoked Response (Ali al-Afsaa ^{1,2)} Soegijardjo Soegijoko ²⁾)	52

KATA PENGANTAR

Assalamu 'alaikum Wr. Wb.

Pembaca *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi* yang budiman.

Terbitan ketiga volume ketiga "Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi" yang seharusnya sudah terbit pada bulan Nopember-Desember 2003 mengalami keterlambatan. Hal ini disebabkan oleh jumlah materi yang akan diterbitkan terlambat terkumpul dan masalah teknis lainnya.

Pada terbitan ketiga ini materi jurnal cukup beragam meliputi *Simulasi Desain Digital Phase Locked Loop (DPLL)*, *Analisa Dimensi dan Arah Resistor dengan Berbagai Nilai Resistansi pada Tangkaian Resistor Array Film Tebal*, *Analisa Teoritis Unjuk Kerja Ketidaklinieran pada Rangkaian Komunikasi Nirkabel*, *Wavelets Transmultiplex*, *Aneka Ragam Aplikasi dan Sistem GPS*, *Perancangan Penguat Frekuensi Tinggi (902 - 928 MHz) dengan menggunakan Teknologi Film Tebal*, *Saluran Pembentuk Pulsa Durasi Variabel untuk Radar Peringatan Dini*, *Pengukuran Awal Pembangkit Gelombang Milimeter - Wave untuk System Radio-Over-Fiber pada Jaringan Seluler Masa Depan*, *Design and Implemetation of PC-Based Audiometer Based on Brainstem Auditory Evoked Response*.

Kami mengharapkan saran dan kritik dari para pembaca untuk kesempurnaan jurnal ini.

Terima kasih atas perhatiannya. Semoga apa yang kami sajikan dapat menambah wawasan informasi dan bermanfaat bagi kita semua.

Selamat membaca

Redaksi

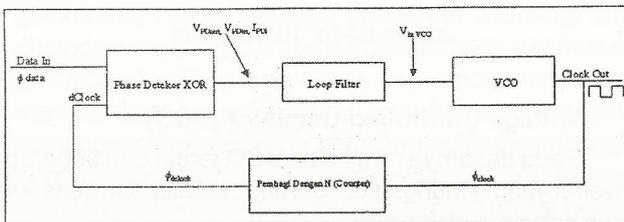
SIMULASI DESAIN DIGITAL PHASE LOCKED LOOP (DPLL)

I Dewa Putu Hemida¹
Kusworo Adi²

A. INTISARI

Sebuah DPLL adalah sistem feedback yang beroperasi pada excess phase pada periode sinyal yang normal. Pada gambar 1 merupakan blok diagram dan DPLL, yang terdiri dari Phase Detektor (PDXOR), Loop Filter (Low Pass Filter/LPF), Voltage Controlled Oscilator (VCO), dan Devide N.

Phase Detektor (PD) berfungsi sebagai sebuah Error Amplifier pada feedback loop, yang kemudian meminimisasikan perbedaan phase, $\Delta\phi$, antara ϕ data dan ϕ clock. Loop akan mengunci jika $\Delta\phi$ konstan terhadap waktu, dan hasil dan input dan output adalah sama.



Gambar 1. Dasar Digital Phase Locked Loop (DPLL)

Pada kondisi terkunci, semua sinyal pada loop telah dalam keadaan steady state dan DPLL beroperasi. Phase detektor menghasilkan output dc yang proporsional dengan $\Delta\phi$, kemudian Low Pass Filter mengontrol tegangan menjadi $VDD/2$ yang masuk ke dalam VCO. Setelah keluar dan VCO yang dalam hal ini membuat sinyal input menjadi 4 kalinya, maka oleh Devide N Counter dibagi 4.

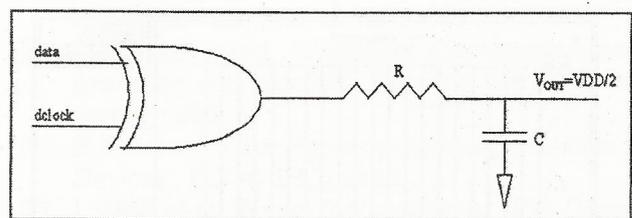
B. METODOLOGI PENELITIAN

1. Simulasi dan Analisis desain Layout

Bagian pertama dari DPLL adalah Phase Detektor XOR seperti pada gambar 2 yang mempunyai gain sebesar :

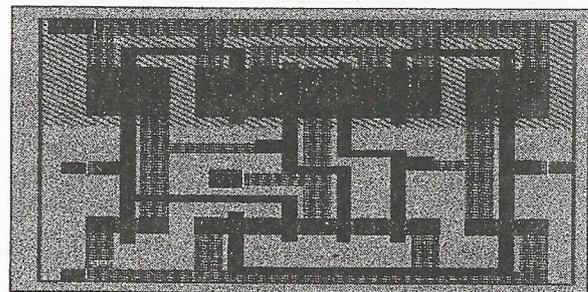
Korespondensi:

- ¹ Peneliti pada Puslit Elektronika & Telekomunikasi (PPET) - LIPI
- ² Peneliti pada Lab. Instrumentasi & Elektronika Jurusan Fisika FMIPA UNPAD-Semarang.



Gambar 2. Phase Detektor XOR

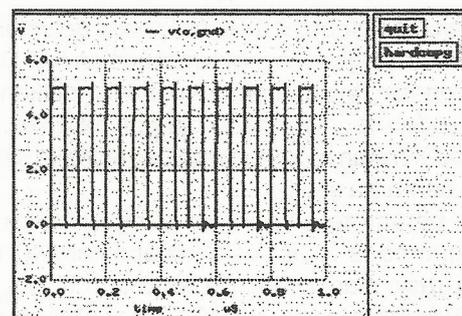
Dengan menggunakan MAGIC setelah diextract ke dalam SPICE didapatkan simulasi dari desain layout seperti di bawah ini :



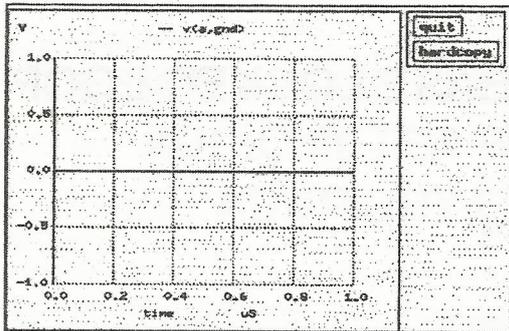
Gambar 3. Desain Layout XOR

Phase Detektor XOR

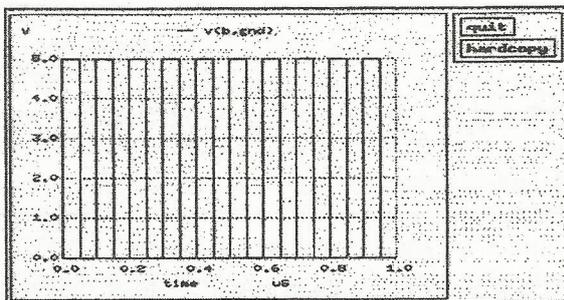
Simulasi dari PDXOR ditunjukkan pada gambar 4 di bawah ini :



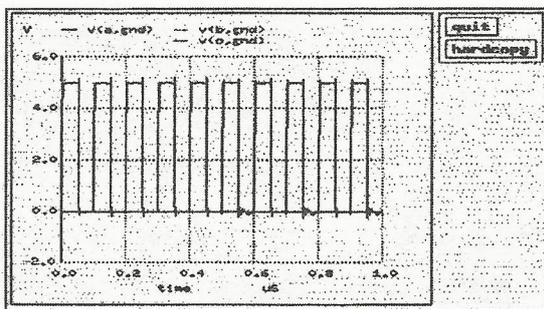
Gambar 4-a. Simulasi output PDXOR



Gambar 4-b. Simulasi input A PDXOR



Gambar 4-c. Simulasi input B PDXOR



Gambar 4-d. Simulasi input output PDXOR

Pada phase detektor dengan gain sebesar :

$$K_{PD} = \frac{V_{DD}}{\pi} = \frac{5}{\pi}$$

Tegangan output minimal dari phase detektor adalah sekitar 0 V dan tegangan maksimal adalah 5 V. Dari hasil simulasi desain layout maka dapat disimpulkan bahwa PDXOR sudah berjalan sesuai dengan harapan, dimana pada PDXOR akan mempunyai nilai 1 apabila salah satu inputnya berharga satu.

Dari parameter-parameter yang didapatkan dari perhitungan pada XOR, VCO didapatkan RC dengan damping rasio dari DPLL (ξ) adalah 0.7, $K_{PD} = 5/\pi$, N (divider) = 4, dan $K_{VCO} = 3.03\pi \times 10^6$ radian/sV, maka :

$$\zeta = \frac{1}{2RC\omega_n} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{N}{K_{PD} \cdot K_{VCO} \cdot RC}}$$

$$0.7 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4}{\frac{5}{\pi} \cdot 3.03\pi \times 10^6 \cdot RC}}$$

$$RC = 1.35 \times 10^{-7}$$

Frekuensi natural (ω_n) sebesar :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{PD} \cdot K_{VCO}}{N \cdot RC}}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{5}{\pi} \cdot 3.03\pi \times 10^6 / 4 \cdot (1.35 \times 10^{-7})}$$

$$\omega_n = 5.29 \times 10^6 \text{ radian/s}$$

Sedangkan frekuensi pull-in range didapatkan :

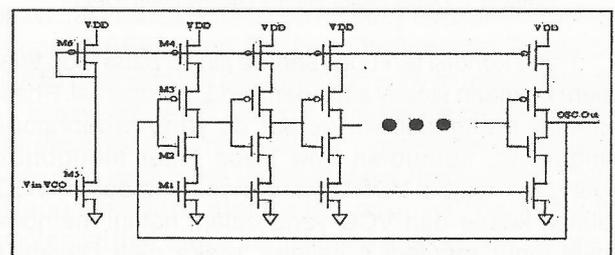
$$\Delta\omega_p = \frac{\pi}{2} \sqrt{2\zeta\omega_n K_{VCO} K_{PD} - \omega_n^2}$$

$$\Delta\omega_p = \frac{\pi}{2} \sqrt{2 \cdot (0.7) \cdot (5.29 \times 10^6) \cdot (3.03\pi \times 10^6) \frac{5}{\pi} - (5.29 \times 10^6)^2}$$

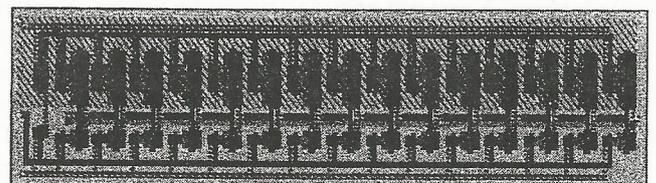
$$\Delta\omega_p = 1.44 \times 10^7 \text{ radian/s}$$

• Voltage Controlled Oscillator (VCO)

Pada dasarnya rangkaian VCO terdiri dari beberapa inverter yang berfungsi sebagai ring oscillator dan pensuplai arus berupa current mirror.

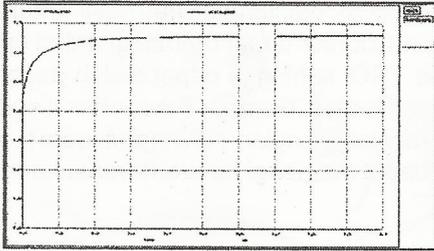


Gambar 5. Rangkaian Voltage Controlled Oscillator (VCO)

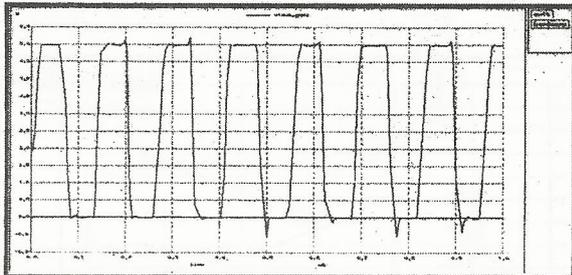


Gambar 6. Desain Layout VCO

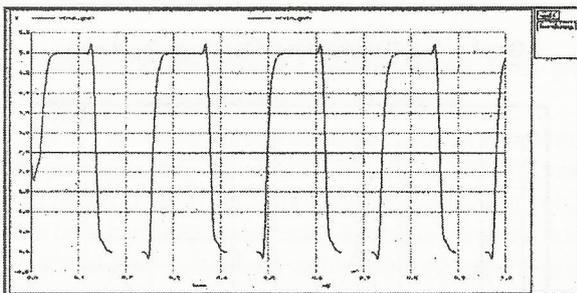
Simulasi dari VCO ditunjukkan pada gambar 7 di bawah ini :



Gambar 7-a. Simulai VCO dengan Vmin = 0 V



Gambar 7-b. Simulasi VCO dengan Vmax = 5 V



Gambar 7-c. Simulasi VCO dengan Vin = 2.5 V

Berdasarkan persamaan :

$$I_D = \frac{\beta_s}{2} (V_{GS} - V_{THN})^2$$

maka didapatkan :

$$f_{osc} = \frac{1}{N(t_1 + t_2)} = \frac{I_D}{N \cdot C_{tot} \cdot VDD} = f_{center}$$

dan besarnya W/L adalah :

$$C_{tot} = \frac{5}{2} C_{ox} (W_p L_p + W_n L_n)$$

Cara menentukan W/L dan VCO adalah sebagai berikut:

Dengan mengasumsikan $W_n = 6\mu m$ dan $L_n = L_p = 3\mu m$ maka dari perhitungan dengan persamaan didapatkan I_D dari stage adalah:

$$I_D = \frac{\beta_s}{2} (V_{GS} - V_{THN})^2 = \frac{50}{2} \frac{6}{3} (2.5 - 0.83)^2 = 140\mu A$$

Untuk menentukan W/L dan current mirror, maka digunakan cara yang sama untuk menentukan I_D stage dengan asumsi $I_D = 140\mu A$ dan didapatkan W/L = 6/3 untuk NMOS dan 18/3 untuk PMOS

Untuk Ring Oscillator dengan asumsi N = 15 stage, $f_{CENTER} = 4$ MHz, maka didapatkan:

$$C_{tot} = \frac{I_D}{N \cdot f_{center} \cdot VDD} = \frac{140}{15 \times 4 \times 5} = 466 fF$$

Kemudian untuk menentukan W/L ring osilator dengan $L_n = 5\mu m$ dan $W_p = 3W_n$ menggunakan persamaan:

$$C_{tot} = \frac{5}{2} C_{ox} (W_p L_p + W_n L_n) = \frac{5}{2} 800 (3W_n \cdot 5 + W_n \cdot 5) = 466 fF$$

$$W_n = 12\mu m \text{ dan } W_p = 36\mu m$$

Maka didapatkan W/L=12/5 untuk NMOS dan 36/5 untuk PMOS, untuk lebih jelasnya bisa dilihat pada tabel di bawah ini:

Komponen VCO	PMOS(W/L)	NMOS(W/L)
Input Stage (M1 dan M4), sebagai pengatur arus	18/3	6/3
15 stage oscillator (M2 dan M3), inverter yang setiap stage berfungsi sebagai kontribusi delay penentu frekuensi	36/5	12/5
Current mirrors (M5 dan M6), sebagai sumber arus yang mempunyai besar arus yang sama sebagai pengatur	18/3	6/3

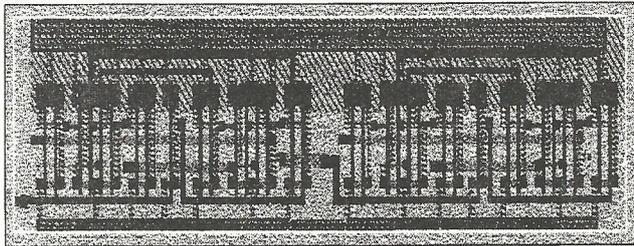
Dengan 15 stage setelah disimulasikan dengan SPICE Level 4 didapatkan frekuensi osilator center sebesar 4.15 MHz dengan $V_{in} = 2.5$ volt (gambar 7- c). Sedangkan pada $V_{min} = 0$ V didapatkan frekuensi minimum sebesar 0 MHz (gambar 7-a) dan pada $V_{max} = 5$ V didapatkan frekuensi maksimum sebesar 758 MHz (gambar 7-b). Dari beberapa sampel data V_{in} tersebut untuk V_{in} pada 0 Volt tidak terjadi osilasi sehingga dianggap frekuensi yang dihasilkan adalah 0 MHz. Dengan range frekuensi minimal dan maksimal 0 - 7.58 MHz, maka frekuensi tersebut masih masuk dalam range frekuensi input 900 KHz - 1.1 MHz. Untuk mendapatkan gain dan VCO digunakan frekuensi pada tegangan V_{in} 0 dan 5 volt, hal ini berdasarkan teori bahwa tegangan input minimal $V_{min} \leq 0.83 (V_{THN})$ serta tegangan input maximal = VDD = 5 volt. Berdasarkan data yang diperoleh seperti tersebut di atas, maka besar gain osilator adalah:

$$K_{VCO} = 2\pi \frac{f_{max} - f_{min}}{V_{max} - V_{min}} \text{ (radian / s.V)}$$

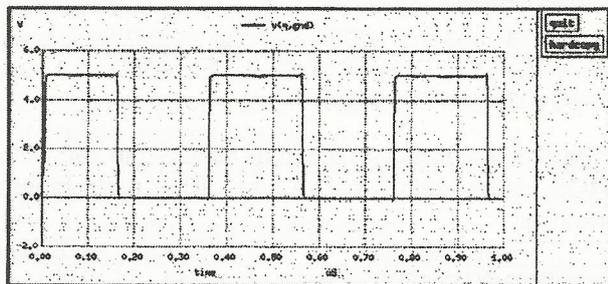
$$= 2\pi \frac{7.58 - 0}{5 - 0} = 3.03\pi \times 10^6 \text{ radian/sV}$$

• **Devider by 4 Counter**

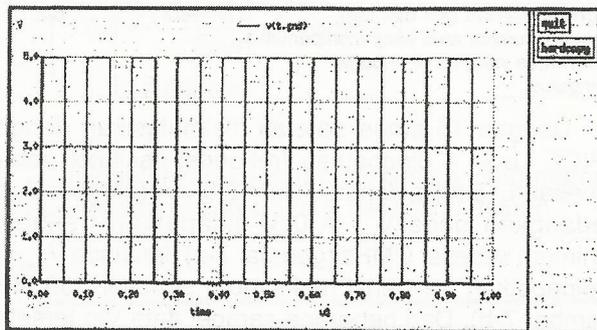
Desain dan simulasi dari Devider by 4 Counter ditunjukkan pada gambar 8:



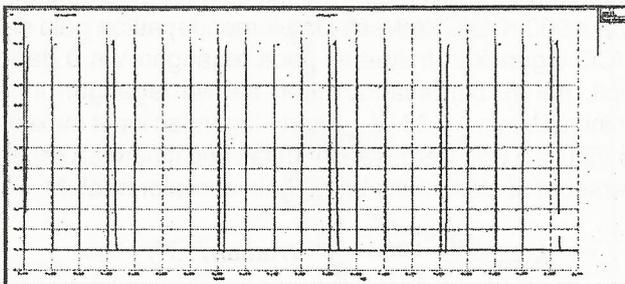
Gambar 8. Desain devider by 4 counter



Gambar 8-a. Simulasi output devider by 4 counter



Gambar 8-b. Simulasi input devider by 4 counter

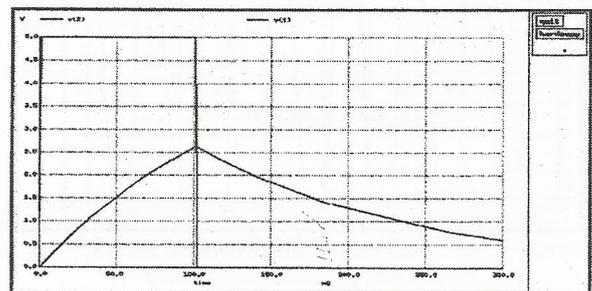


Gambar 8-c. Simulasi input/output devider by 4 counter

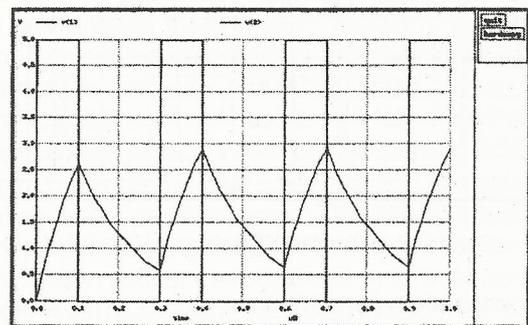
Rangkaian ini merupakan kombinasi seri dua buah T-Flip Flop dengan W/L adalah 5/2 untuk NMOS dan 15/2 untuk PMOS, dan tampak dari hasil simulasi bahwa Devider by 4 Counter dapat membagi 4 dari sinyal yang keluar dari VCO, sehingga dapat diolah pada PDXOR. Seperti diperlihatkan Gambar 8-c devider 4 sudah dapat membagi menjadi 4 bagian, sehingga secara teori devider itu sudah dapat membagi frekuensi masukan menjadi 4 bagian.

• **Loop Filter**

Simulasi dan Loop Filter ditunjukkan pada Gambar 9 di bawah ini:



Gambar 9-a. Simulasi loop filter single input pulse



Gambar 9-b. Simulasi loop filter multiple input pulse

Tampak pada hasil simulasi dengan $RC = 1.35 \times 10^{-7}$ s dengan single input pulse (Gambar 9-a) didapatkan V_{out} (V(2)) sekitar 2.6 volt, sedangkan dengan multiple output didapatkan tegangan untuk input pulse 1 = 2.6 volt, input pulse 2 = 2.9 volt, input pulse 4 dan 5 hampir mencapai 3 volt. Untuk tegangan output minimum sekitar 0.6 volt. Jadi untuk tegangan output didapatkan range sekitar 2.6 - 3 volt dan tegangan minimum sekitar 0.6 volt, untuk hasil keluaran dan loop filter tersebut masih dalam daerah kerja dan VCO yaitu tegangan 0 - 5 volt.

Dengan $K_{VCO} = 9.52 \times 10^6$ rad/s/V = 1.515 MHz/V, maka dengan tegangan output loop filter sebesar 2.6 volt didapatkan output VCO sebesar: frekuensi = $1.515 \text{ MHz/V} \times 2.6 \text{ V} = 3.939 \text{ MHz}$ dan untuk $V = 2.5$ volt didapatkan frekuensi = $1.515 \times 2.5 = 3.79$

MHz, dari hasil tersebut terjadi perbedaan dengan hasil simulasi sebesar $4.15 - 3.79 = 0.36$ MHz dengan voltase yang sama, dan ini disebabkan oleh : penentuan frekuensi pada hasil simulasi yang kurang akurat.

Dengan melakukan perhitungan dengan parameter-parameter di atas maka dapat ditentukan nilai RC adalah:

$$RC = 1.35 \times 10^{-7} \text{ s}$$

$$R = 1 \text{ MEG dan } C = 135 \text{ fF}$$

Sedangkan lock range loop adalah:

$$\Delta\omega_L = \pi\zeta\omega_n = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{RC}$$

$$\Delta\omega_L = \frac{1}{2}(0.7)(5.29 \times 10^6) = 1.85 \text{ MHz}$$

dengan lock time sebesar:

$$T_L = \frac{2\pi}{\omega_n}$$

$$T_L = \frac{2\pi}{5.29 \times 10^6} = 1.18 \times 10^{-6} \text{ s} = 1.18 \mu\text{s}$$

Dengan lock range loop sebesar 1.85 MHz masih berada pada daerah operasi VCO, sehingga XOR DPLL yang didesain dapat mengelock semua frekuensi antara 900 kHz sampai 1.1 MHz dan dengan lock time sebesar 1.18 μs

C. KESIMPULAN

Hasil dan Desain Digital Phase Locked Loop setelah disimulasikan didapatkan spesifikasi sebagai berikut:

- Voltage Cotrolled Oscilator mempunyai Frekuensi

Center sebesar 4.15 MHz, Frekuensi Minimum pada tegangan masukan 2.5 Volt sebesar = 0 MHz, Frekuensi Maksimum dengan tegangan masukan 5 Volt sebesar = 7.58 MHz dan Gain VCO sebesar = $3.03\pi \times 10^6$ rad/sV

- PDXOR dengan gain sebesar $5/\pi$, Frekuensi Natural 5.29×10^6 rad/s, dan frekuensi pull in range 1.44×10^7 radian/s, serta didapatkan nilai RC sebesar 1.35×10^{-7} .
- Untuk Loop Filter dengan RC sebesar 1.35×10^{-7} mempunyai lock range loop sebesar 1.85 MHz dan lock time sebesar 1.18 μs .
- Untuk Divider menggunakan dua buah T - Flip Flop sudah dapat membagi frekuensi menjadi 4 bagian.

D. REFERENSI

- [1] R. Jacob Baker, Harry W.Li and David E. Boyce, "CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation", IEEE Press, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, New York, 1998.
- [2] Behzad Razavi, "Monolithic Phase Locked Loops and Clock Recovery Circuits: Theory and Design", IEEE Press, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, New York, 1996.
- [3] D. A. Pucknell, Kamran Eshraghian, "Basic VLSI Design: Principles and Applications", Prentice-Hall, Adelaide, 1985.
- [4] Neil H. E. Weste, Kamran Eshraghian, "Principles of CMOS VLSI Design: A Systems Perspective", Addison-Wesley Publishing Company, 1985.
- [5] Randall L. Geiger, Phillip E. Allen, Noel R. Strader, "VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits", McGraw-Hill Publishing Company, 1990.

ANALISA DIMENSI DAN ARAH RESISTOR DENGAN BERBAGAI NILAI RESISTANSI PADA RANGKAIAN RESISTOR ARRAY FILM TEBAL

*Lilis Retnaningsih *)*

*Lia Muliani **)*

*Elli Herlia ***)*

*Gandi Sugandi *****)*

ABSTRACT

Teknologi Hybrid Film Tebal menggunakan proses Screen Printing untuk membentuk komponennya di atas suatu substrat, dimana dimensinya dibatasi oleh kebutuhan rangkaiannya. Tata letak konduktor, resistor serta komponen aktif yang lain pada rangkaian hybrid film tebal dapat diatur sesuai dengan kebutuhan dimensi yang tersedia. Tata letak ini dapat berupa; arah resistor, jarak antar konduktor, lebar konduktor, dimensi resistor serta letak komponen aktif pada rangkaian. Dalam tulisan ini akan dibahas bagaimana hal-hal di atas tersebut berpengaruh terhadap proses screen printing dan hal apa yang perlu dihindari maupun diperbaiki sehingga dapat menghasilkan mutu rangkaian yang baik.

1. Pendahuluan

Dewasa ini perkembangan teknologi di bidang elektronika sangat cepat berubah, diikuti oleh semakin banyaknya kebutuhan akan berbagai macam modul dan rangkaian pada aplikasi di berbagai bidang, seperti pada bidang Otomotif, Telekomunikasi, Tekstil dan lain-lain. Salah satu teknologi yang masih banyak dibutuhkan adalah Teknologi Hybrid Film Tebal, dimana teknologi ini dapat menjembatani antar berbagai teknologi yang lain, seperti teknologi PCB dan teknologi semikonduktor. Di dalam teknologi Hybrid Film Tebal itu sendiri dapat terdiri dari komponen pasif dan komponen aktif, dimana komponen pasif dibuat dengan proses Screen Printing dengan mencetak pasta di atas substrat, sedangkan komponen aktif dapat dipasang dengan teknologi SMT. Komponen pasif yang dapat dirancang dan diproses adalah berupa konduktor dan resistor, dimana kedua komponen ini pada perancangannya dapat diatur tataletaknya sesuai dengan kebutuhan agar mendapatkan rangkaian yang benar-benar dapat mudah dibuat dan nilainya sesuai dengan yang diinginkan.

Pembuatan Hybrid Film Tebal dilakukan melalui beberapa tahapan proses, mula perancangan. Pembuatan

Screen, pencetakan pasta, pengeringan, pembakaran dan trimming. Seluruh tahapan proses tersebut memiliki ketentuan masing-masing agar proses-proses yang terjadi mendapatkan hasil yang baik dan cepat. Komponen hybrid memiliki bentuk, jenis dan bahan yang bervariasi disesuaikan dengan fungsinya masing-masing, sehingga didalam pembuatannya pun diperlukan ketelitian yang berbeda.

2. Jenis Komponen

Komponen dengan Teknologi Film Tebal sebagian besar yang dihasilkan berupa komponen konduktor dan resistor, dengan pasta dicetak di atas substrat dan dengan proses pembakaran maka pasta yang bersifat kimia berubah bersifat konduktor atau resistor tergantung pada jenis pasta yang digunakan.

Pada jenis modul-modul tertentu aplikasi hybrid Film Tebal mempunyai banyak jenis dan fungsinya. Aplikasi pada bidang telekomunikasi diantaranya berfungsi sebagai pengganda saluran, pemutus hubungan rangkaian, proteksi rangkaian dan lain-lain. Pada bidang tekstil dapat sebagai proteksi rangkaian pada hardware pengoperasian mesin dll. Jenis komponen Hybrid Film Tebal yang ada selama ini biasanya berupa resistor dengan nilai rendah dengan bentuk labirin yang menggunakan pasta konduktor, resistor dengan nilai rendah dengan menggunakan pasta resistor yang memiliki sheet resistifitas yang kecil dengan bentuk labirin dan dapat juga berupa beberapa rangkaian resistor yang berbentuk array dengan berbagai macam nilai resistansi dengan atau tanpa komponen aktif yang lainnya. Pada jenis yang ketiga ini lebih diperlukan ketelitian baik pada waktu perancangan maupun proses pembentukan komponen karena banyak yang berpengaruh. Jenis aplikasi-aplikasi konduktor yang lain adalah digunakan pada UHF/ aplikasi microwave, dimana rasio lebar/panjang konduktor divariasikan untuk membentuk sifat resistivitas, kapasitas atau induktitas. Aplikasi pada beberapa jenis sensor, dimana sebagian besar menggunakan pasta konduktor dan resistor yang khusus, namun nilai resistansinya dapat diabaikan.

Korespondensi:

*) Peneliti Puslit Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI

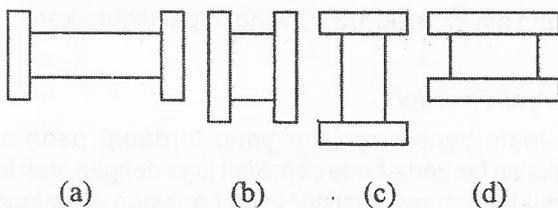
3. Arah Printing dan Spasi Konduktor

Dua faktor yang menentukan suatu komponen terkecil dapat dicetak adalah jalur terkecil yang dapat dicetak dan jarak terdekat yang dapat dicapai antara dua konduktor atau dua printing. Hal ini tergantung pada ukuran Screen yang digunakan, semakin semakin tinggi mesh screen yang digunakan, semakin halus/kecil jalur cetakan yang akan di dapat.

Rangkaian Film Tebal terutama multilayer pada proses screen printing memerlukan beberapa layer (lapisan), dimana lapisan-lapisan tersebut memiliki dimensi, arah dan ketebalan tertentu. Jika tata letak dan jarak antar konduktornya yang dibuat kurang baik maka akan mengganggu nilai yang akan diperoleh. Demikian pula hal tersebut dapat terjadi pada rangkaian film tebal yang mempunyai banyak resistor dengan dimensi dan nilai resistansi yang bervariasi.

Dalam satu rangkaian komponen resistor Array Film Tebal, arah dan dimensi resistornya berbeda-beda, arah suatu resistor dipengaruhi oleh letak konduktornya dan arah pencetakannya. Ada beberapa kemungkinan arah suatu resistor jika kita lihat dari posisi konduktor dan aspek rasionya :

- Arah lebar dari resistor sejajar dengan arah printing, dimana $L/W > 1$, sehingga bentuk resistor memanjang horizontal.
- Arah lebar dari resistor sejajar dengan arah printing, dimana $L/W < 1$, sehingga bentuk resistor melebar vertical.
- Arah panjang dari resistor sejajar dengan arah printing, dimana $L/W > 1$, sehingga bentuk resistor memanjang vertical.
- Arah panjang dari resistor sejajar dengan arah printing, dimana $L/W < 1$, sehingga bentuk resistor melebar horizontal.



Gambar 1. Gambar posisi konduktor dan arah resistor

Contoh arah dan dimensi resistor di atas dapat ditemukan dalam satu kesatuan rangkaian, perbedaan arah resistor dipengaruhi oleh letak konduktor tempat menempelnya resistor dan dimensi substrat yang digunakan, dimensi resistor dipengaruhi oleh sheet resistivitas pasta yang digunakan, sedangkan posisi kedua konduktor mengikuti dimensi resistor. Perbandingan antara panjang dan lebar suatu esistor L/W (aspect Ratio) dan ukuran mutlak suatu komponen merupakan parameter yang penting untuk menentukan tata letak suatu resistor.

Dimensi terkecil maupun terbesar suatu resistor mempunyai batas-batas tertentu karena harus mempertimbangkan disipasi daya dari seluruh komponen.

4. Pengaruh Dimensi dan Arah Resistor terhadap Hasil Printing

Penempatan komponen resistor dalam Teknologi Hibrid Film Tebal tidak ditentukan arah dari suatu resistor, apakah vertical atau horizontal. Karena hal ini berhubungan dengan jalur konduktor yang menghubungkannya, demikian juga dengan arah jalur konduktornya. Di dalam prosesnya diharapkan keanekaragaman ini tidak mempunyai pengaruh yang besar terhadap hasil yang didapatkan, terutama terhadap nilai resistansi resistor. Adapun di dalam praktek pembuatannya ada beberapa hal yang perlu diperhatikan karena ada banyak hal yang dapat terjadi.

a. Jalur Konduktor

Jarak antar kedua konduktor tidak boleh kurang dari 0,25 mm, jika jarak tersebut terlalu dekat maka pada saat selesai pembakaran kedua jalur yang berdekatan dapat saling menempel, sehingga akan terjadi kontak. Hal-hal yang perlu diperhatikan pada saat proses :

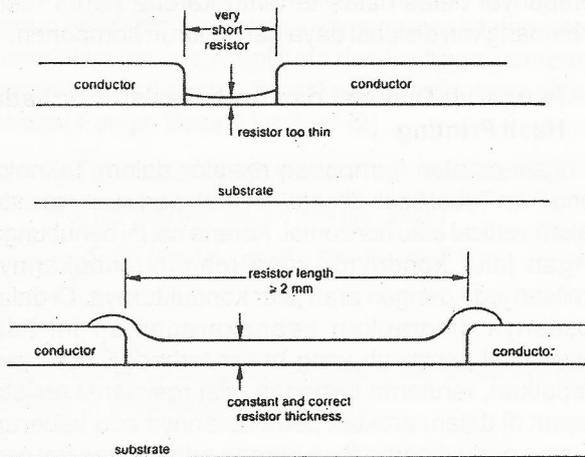
- Jika Screen yang digunakan meshnya terlalu kecil misal 200 mesh sedangkan kemiringan jalur screennya melebihi 30° maka jalur konduktor yang akan terbentuk sisi pinggirnya tidak rata, sehingga konduktor yang berdekatan saling menempel.
- Jika set printer kurang baik, yaitu jarak antara screen dan substrat atau dekat atau tekanan squeegee terlalu besar, maka jalur yang tercetak lebih melebar, demikian juga jika hasil cetakan terlalu tebal, pada saat pembakaran jalur yang berdekatan akan kontak.
- Jika pasta konduktor yang dicetak terlalu encer, maka jalur yang terbentuk akan melebar, sehingga dapat terjadi kontak.

Untuk menghindari terjadinya hal-hal di atas, maka pada waktu akan proses harus benar-benar diperhatikan kemungkinan hal-hal yang terjadi, dan diusahakan bahan-bahan yang akan digunakan merupakan bahan yang baik dan benar.

Untuk lebar jalur konduktor sebaiknya tidak terlalu besar dan disesuaikan dengan kebutuhan komponennya, sehingga tidak banyak menghabiskan tempat.

b. Dimensi dan Aspek Rasio

Untuk menyesuaikan jalur dan tataletak suatu komponen, maka dalam satu rangkaian yang banyak memiliki resistor film tebal, dimensi dan posisi resistornya pun berbeda-beda, sesuai dengan sheet resistivitas dan nilai resistansi yang diinginkan. Adapun pengaruh dimensi resistor dapat dilihat dibawah ini :

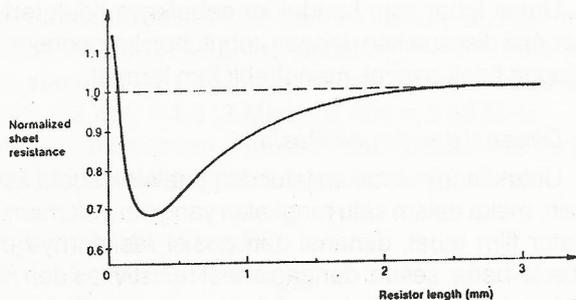


Gambar 2. Pengaruh Panjang Resistor terhadap Ketebalan Pasta

- Resistor yang terlalu pendek cenderung menjadi tipis karena tidak terlalu banyak pasta yang tercetak diantara kedua jalur konduktornya, hal ini disebabkan jarak kedua konduktor tempat menempel resistor terlalu dekat sehingga screen yang menyentuh substrat pun kecil.
- Resistor yang berukuran sedang cenderung lebih tebal, karena pada saat squeegee dijalankan screen yang menempel lebih banyak sehingga pasta yang keluar cenderung lebih banyak diantara kedua konduktor yang jaraknya pun lebih lebar.
- Sedangkan untuk resistor yang panjangnya melebihi 2mm screen yang menempel agak lambat terangkat sehingga pasta yang keluar cenderung melebihi celah yang tersedia dan akan menempel pada sisi konduktor.

Jika pasta yang tercetak terlalu tipis maka nilai yang dihasilkan akan terlalu besar, sehingga dapat melampaui nilai yang diinginkan. Jika pasta yang tercetak terlalu tebal maka bentuk resistor pun kurang baik, nilai resistansinya terlalu kecil sehingga sulit ditrim.

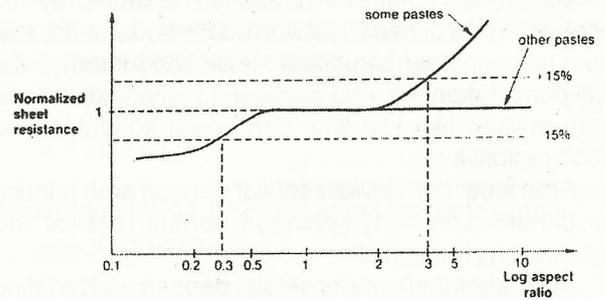
Adapun pengaruh sheet resistansi terhadap panjang resistor dapat dilihat pada gambar 3 di bawah ini.



Gambar 3. Pengaruh Sheet Resistansi Pasta terhadap Panjang Resistor

Pada proses trimming hanya dapat menaikkan nilainya, untuk mencapainya yaitu dengan membuka pasta atau mengurangi dimensi pasta yang tercetak.

Aspek rasio dan ukuran suatu komponen adalah dua parameter yang penting, aspek rasio menentukan resistansi yang sebenarnya sedangkan ukuran yang mutlak menentukan daerah keseluruhan yang ditempati. Gambar di bawah ini adalah tipe nilai resistansi yang sebenarnya terhadap aspek rasio, dimana dimensi terkecil dari resistor untuk menjaga dimensi minimum yang dibolehkan pada proses. Pada resistor yang sangat kecil dan untuk beberapa pasta dengan aspek rasio yang besar, resistansinya cenderung menyimpang dari nilai yang diinginkan. Hal ini disebabkan dimana pasta resistor berbatasan dengan pasta konduktor, yaitu terjadi interaksi selama firing, sebagian pasta konduktor mengalir ke dalam pasta resistor sehingga mengurangi resistansi.



Gambar 4. Hubungan Perubahan Resistansi terhadap Aspek Rasio

Untuk resistor yang sangat panjang, sering terjadi pengurangan lebarnya yang juga menaiknya nilai resistansi. Tidak semua pasta menunjukkan kenaikan resistansi yang sama. Pada gambar di atas menunjukkan bahwa jika toleransi $\pm 15\%$ pada resistansi adalah sesuai dengan aspek rasio 1/3 - 3 yang dapat digunakan.

c. Arah Resistor

Jenis bentuk resistor yang terdapat pada satu rangkaian berbeda-beda demikian juga dengan arah letak konduktor maupun resistor yang berlainan. Keadaan ini berpengaruh terhadap arah jalannya squeegee pada saat pencetakan, dimana terdapat 4 keadaan yang berbeda seperti pada gambar 1, dan dianggap squeegee bergerak dari bawah ke atas:

- Jika bentuk resistor memanjang horizontal, $L/W > 1$, hasil cetakan biasanya cenderung mengecil, sehingga mengurangi lebarnya, hal ini disebabkan screen yang menempel pada substrat terlalu besar dan gerakan squeegee terlalu cepat, sehingga pasta yang keluar kurang rata.
- Jika bentuk resistor melebar vertical, $L/W < 1$, hasil cetakan cenderung rata tetapi agak tipis, hal ini

disebabkan celah diantara konduktor kecil sehingga pasta yang keluar sedikit.

- Jika bentuk resistor memanjang vertical, $L/W > 1$, hasil cetaknya lebih bagus dan rata, hal ini disebabkan pasta yang keluar sebanding dengan screen yang menempel.
- Jika bentuk resistor melebar horizontal, $L/W < 1$, hasil cetaknya cenderung lebih tipis, hal ini disebabkan celah tempat terisinya pasta terlalu kecil sedangkan screen menempel terlalu cepat karena terhalangi oleh posisi konduktor. Keadaan-keadaan di atas tentu saja berpengaruh terhadap nilai resistansi yang diperoleh, agar nilainya tidak menyimpang terlalu jauh dari yang direncanakan, maka perancangan resistor perlu diperhatikan kembali, atau keadaan alat dan bahan yang digunakan diset dengan baik, seperti tegangan screen, kecepatan squeegee, kekentalan pasta, jarak snap off dan lain-lain.

5. Kesimpulan

1. Agar dua konduktor yang berdekatan tidak saling bersentuhan maka perlu diperhatikan : jarak antara kedua konduktor yang berdekatan tidak kurang dari 0,25 mm, screen yang digunakan memiliki kemiringan 22,5 derajat dan pilih mesh yang besar.

2. Bentuk, arah dan dimensi yang bervariasi pada resistor tidak mempunyai pengaruh yang berarti, jika kondisi proses selalu dijaga dan bahan yang digunakan selalu dalam keadaan yang baik.
3. Pada perancangan Resistor perlu diperhatikan dimensi minimum yang dapat diproses dan aspek rasio maksimum yang diperbolehkan, karena dapat berpengaruh pada hasil cetakan yang akan mempengaruhi nilainya.

Daftar Pustaka

1. Hamer D.W, Bigger J.V, "Thick Film Hybrid Microcircuit Technology"; Wiley Interscience, a Division of John Willey & sons, New York, 1972.
2. Izumida Hisashi, *Resistor Networks : Low Profile and Automatic Insertion are Realized*, JEE, Spotighting Fixed Resistor, June, 1983.
3. Haskard, R. Malcom, "Thick - Film Hybrids Manufacture and Design", Microelectronics Center South Australian Institute of Technology and Technical Manager, Prentice Hall, Australia, 1988.
4. Charles A. Harper, "Handbook of Thick Film Hybrid Microelectronics", Mc Graw Hill Book Company, New York, 1974.

ANALISA TEORITIS UNJUK-KERJA KETIDAKLINEARAN PADA RANGKAIAN KOMUNIKASI NIRKABEL

Adiseno dan Yuyu Wahyu *)

ABSTRACT

This paper presents a study on the relationship between the 3rd input intercept intermodulation product (IIP_3) and the -1 dB compression point (CP_{-1dB}) in a wireless communication circuit where both weakly and hard (strongly) distortions were taken into account. It will be shown that in contrast to generally known the IIP_3 of a circuit can be increased independently from the CP_{-1dB} . The IIP_3 , which is determined by weakly distortions, can be improved by applying a feedback technique, while the CP_{-1dB} can be determined by bias quantities.

The analysis result is used in designing a combined low-noise amplifier (LNA) and mixer in a 25 GHz bipolar process. The measurement result showed that the circuit in the 900-MHz band has an RF-to-IF IIP_3 of -3 dBm, while its CP_{-1dB} is -20 dBm. The total current consumption of the combined LNA and mixer is 12.6-mA from a 5-V voltage supply, which is considered low regarding the achieved performance.

INTISARI

Makalah ini mempresentasikan analisa teoritis tentang hubungan antara 3rd input intercept intermodulation product (IIP_3) dan -1 dB compression point (CP_{-1dB}) dalam sebuah rangkaian komunikasi nirkabel dimana distorsi-lemah dan kuat diperhitungkan. Dalam makalah ini akan ditunjukkan bahwa bertentangan dengan yang pada umumnya diketahui IIP_3 sebuah rangkaian dapat dipertinggi tanpa mengubah CP_{-1dB} yang ada. IIP_3 yang ditentukan oleh distorsi-lemah dapat diperbaiki dengan menggunakan teknik umpan-balik (*feedback*), sedangkan CP_{-1dB} ditentukan oleh tegangan dan arus bias pada rangkaian tersebut.

Hasil analisa ini dipergunakan dalam perancangan sebuah rangkaian kombinasi *low-noise amplifier (LNA)* dan *mixer*, menggunakan teknologi bipolar 25 GHz. Hasil pengukurannya menunjukkan bahwa rangkaian tersebut pada pita frekuensi 900-MHz mempunyai RF-to-IF IIP_3

sebesar -3 dBm, sedangkan CP_{-1dB} nya sebesar -20 dBm. Rangkaian tersebut mengkonsumsi arus hanya sebesar 12.6-mA, yang terbilang cukup rendah untuk ukuran unjuk-kerja yang dicapai, dari sebuah catu-daya 5-V.

PENDAHULUAN

Analisa distorsi pada rangkaian komunikasi nirkabel telah banyak menarik perhatian dewasa ini disebabkan persyaratan ketidaklinearan dalam standar komunikasi nirkabel [1]-[6]. Banyak penelitian dilakukan pada sifat ketidaklinearan [7]-[9], terutama hubungan diantara beberapa satuan unjuk-kerja (*figures of merit*) ketidaklinearan. Diantaranya yang paling menarik adalah hubungan antara IIP_3 dan CP_{-1dB} [7], [8], [10]. Beberapa literatur juga mencantumkan bagaimana teknik umpan-balik dapat memperbaiki unjuk-kerja ketidaklinearan [8],[9]. Namun, sangat sedikit penelitian yang memperhitungkan efek distorsi-kuat dalam sistem umpan-balik. Hal ini mengakibatkan banyak rangkaian mengkonsumsi daya secara berlebihan untuk memenuhi persyaratan ketidaklinearan.

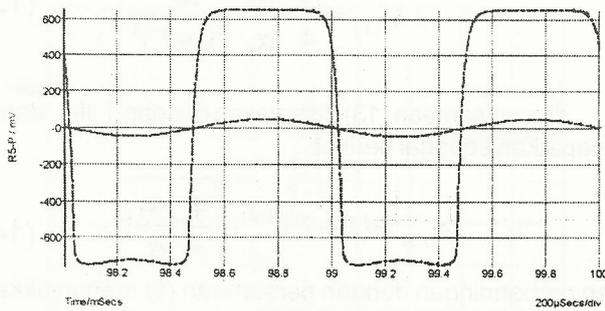
Makalah ini mempresentasikan analisa hubungan antara IIP_3 dan CP_{-1dB} dalam sebuah rangkaian umpan-balik, dimana yang terakhir disebabkan oleh *clipping distortion*. Distorsi ini merupakan salah satu distorsi-kuat. Hasil analisa ini dapat digunakan untuk merancang rangkaian *front-end* penerima dengan linearitas tinggi tanpa mengkonsumsi daya secara berlebihan.

TEORI DASAR DISTORSI-LEMAH

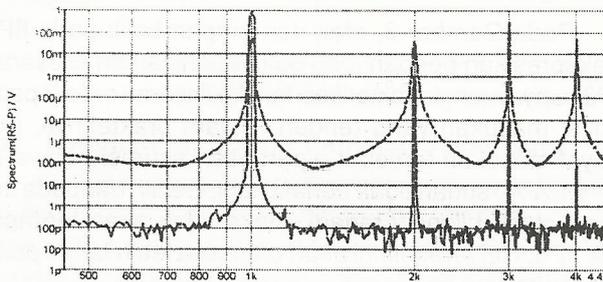
Hampir semua analisa distorsi berdasarkan distorsi-lemah. Distorsi harmonik dari jenis ini menghilang secara perlahan manakala sinyal menjadi lebih kecil. Sedangkan harmonik dari distorsi-kuat menghilang secara tiba-tiba ketika amplituda dari sinusoidal sinyal berada dibawah harga tertentu (*threshold*) atau *clipping distortion edge* jika distorsinya disebabkan oleh *clipping* (lihat Gambar 1 dan 2).

Korespondensi:

*) Adiseno dan Yuyu Wahyu adalah Peneliti Puslit Elektronika dan Telekomunikasi (PPET) - LIPI



Gambar 1. Sinyal-sinyal yang terdistorsi dan yang tidak terdistorsi oleh clipping dalam domain waktu.



Gambar 2. Sinyal-sinyal yang terdistorsi dan yang tidak terdistorsi oleh clipping dalam domain frekuensi.

Dalam sebuah sistem yang tanpa-memori dan tidak berubah oleh waktu, luaran sinyal sebagai fungsi dari masukan sinyal dapat didekati sebagai berikut:

$$y(t) \approx \alpha_1 \cdot x(t) + \alpha_2 \cdot x^2(t) + \alpha_3 \cdot x^3(t) + \dots \quad (1)$$

dan diasumsikan untuk sederhananya bahwa hanya tiga koefisien pertama dalam deret pada persamaan (1) yang paling penting. Jika sebuah sinyal cosinus dengan frequency ω dan amplituda A diterapkan pada masukan sistem tersebut, akan menghasilkan luaran sebagai berikut:

$$y(t) \approx \alpha_1 \cdot A \cos(\omega t) + \alpha_2 \cdot A^2 \cos^2(\omega t) + \alpha_3 \cdot A^3 \cos^3(\omega t) \quad (2)$$

$$y(t) \approx \alpha_1 \cdot A \cos(\omega t) + \frac{\alpha_2 \cdot A^2}{2} \cdot (1 + \cos(2 \omega t)) + \left(\frac{\alpha_3 \cdot A^3}{4}\right) \cdot (3 \cdot \cos(\omega t) + \cos(3 \omega t)) \quad (3)$$

$$y(t) \approx \frac{\alpha_2 \cdot A^2}{2} + \left(\alpha_1 \cdot A + \frac{3 \alpha_3 A^3}{4}\right) \cdot \cos(\omega t) + \left(\frac{\alpha_2 \cdot A^2}{2}\right) \cdot \cos(\omega t) + \left(\frac{\alpha_3 \cdot A^3}{4}\right) \cdot \cos(3 \omega t) \quad (4)$$

Dari persamaan (2)-(4), harmonik orde-genap akan hilang jika sistem tersebut mempunyai simetri ganjil, seperti contohnya pada *fully differential system*. Namun beberapa faktor non-ideal, seperti *mismatch*, menyebabkan masih adanya komponen harmonik orde-genap [9], [10].

Jika amplituda A pada sinyal masukan diperbesar, penguatan sinyal-kecil mulai bervariasi (lihat persamaan (4)). Pada beberapa kasus dimana $\alpha_3 < 0$, penguatan tersebut mendekati nol untuk amplituda masukan yang cukup besar. Pada rangkaian RF, efek ini biasa dikuantisasikan dengan besaran titik kompresi -1 dB (CP_{-1dB}). Besaran ini didefinisikan sebagai besarnya amplituda sinyal masukan yang menyebabkan penguatan sinyal-kecil menurun sampai sebesar 1 dB.

Titik kompresi -1 dB yang disebabkan oleh distorsi lemah dapat dihitung menggunakan persamaan (4),

$$20 \cdot \log \left| \alpha_1 + \frac{3 \alpha_3 A_{-1dB}^2}{4} \right| = 20 \cdot \log |\alpha_1| - 1, \quad (5)$$

$$A_{-1dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (6)$$

Pada sistem komunikasi nirkabel, distorsi inter-modulasi adalah jenis distorsi yang paling banyak diteliti sehubungan penggunaan spektrum frekuensi pita-sempit. Jika ada dua sinyal yang mempunyai amplituda sama dengan beda frekuensi yang kecil diterapkan pada masukan dari sistem tidak-linear ini, maka akan terdapat beberapa komponen pada sinyal luaran yang bukan merupakan harmonik dari sinyal-sinyal masukan tersebut dan berdekatan frekuensinya dengan frekuensi sinyal-sinyal masukan. Jika $y(t) = A \cdot \{\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)\}$, maka dengan menggunakan persamaan (1), sinyal luaran dari sistem tidak-linear ini adalah sebagai berikut:

$$y(t) = \left(\alpha_1 + \frac{9}{4} \alpha_3 A^2\right) \cdot A \cos(\omega_1 t) + \left(\alpha_1 + \frac{9}{4} \alpha_3 A^2\right) \cdot A \cos(\omega_2 t) + \left(\frac{3}{4}\right) \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \left(\frac{3}{4}\right) \alpha_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \dots \quad (7)$$

jika $\alpha_1 \gg 9\alpha_3 A^2/4$, maka pada amplituda masukan tertentu, komponen sinyal luaran pada ω_1 , dan ω_2 akan mempunyai amplituda yang sama dengan interpolasi komponen pada $2\omega_1 - \omega_2$ dan $2\omega_2 - \omega_1$. Titik ini dinamakan sebagai *the third input intercept point* IIP_3 disebabkan interpolasi dari garis-garis intermodulasi orde-3 IM_3 dan fundamental bertemu pada satu titik secara virtual. Persamaan (7) ini hanya memasukan suku-suku deret orde yang penting untuk menghitung IIP_3 . Pada titik tersebut, persamaan berikut dapat diturunkan:

$$|\alpha_1| \cdot A_{IP3} = \frac{3}{4} |\alpha_3| \cdot A_{IP3}^2 \quad (8)$$

oleh karena itu, IIP_3 sama dengan

$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}} \quad (9)$$

Dengan menggunakan persamaan (6) dan (9), sebuah hubungan antara CP_{-1dB} dan IIP_3 dapat diuraikan, dengan syarat bahwa keduanya disebabkan oleh distorsi-lemah. Rasio dua besaran tersebut adalah,

$$\frac{A_{-1dB}}{A_{IP3}} = \sqrt{\frac{3 \cdot 0.415}{4}} \quad (10)$$

atau dalam satuan logaritmik, lebih dikenal dengan:

$$IIP_3 - CP_{-1dB} = 9.64 \text{ dB} \quad (11)$$

EFEK UMPAN-BALIK PADA DISTORSI

Pada [8], [9] sebuah penurunan sederhana dari intermodulasi orde-3 IM_3 pada sistem umpan-balik diuraikan. Penurunan tersebut menggunakan koefisien tidak-linear dari sistem tanpa umpan-balik sebagaimana berikut ini:

$$IM_{3f} = \frac{3}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \frac{1}{(1+T)} \frac{A^2}{(1+T)^2} \quad (12)$$

$$-\left(\frac{\alpha_2}{\alpha_1}\right)^2 \frac{6}{4} \frac{T}{(1+T)^2} \frac{A^2}{(1+T)^2}$$

dimana T adalah *loop gain* dari sistem umpan-balik tersebut.

Sebuah observasi menarik dapat diambil jika sebuah rangkaian fully-differential dengan loop gain dari umpan-balik yang tinggi digunakan. Pada kasus tersebut, α_2 secara teoritis tereduksi menjadi nol. Kondisi non-ideal dari implementasi rangkaian tersebut yang membuatnya komponen orde-2 masih ada. Walaupun demikian, komponen tersebut sangat kecil jika dibandingkan dengan suku deret pertama pada persamaa (12). Dengan demikian persamaan tersebut dapat direduksi menjadi:

$$IM_{3f} \approx \frac{3}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \frac{A^2}{(1+T)^2} \quad (13)$$

Jika persamaan (13) disamakan dengan 1, IIP_{3f} dapat didapatkan sebagai berikut:

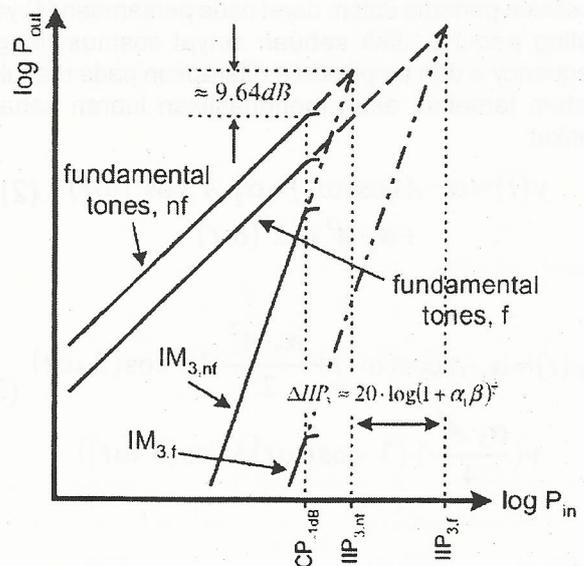
$$A_{IP3f} \approx (1+T)^{(3/2)} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}} \quad (14)$$

dan perbandingan dengan persamaan (9) menunjukkan bahwa,

$$A_{IP3f} \approx (1+T)^{(3/2)} A_{IP3non-feedback} \quad (15)$$

Pada Gambar 3, efek dari umpan-balik pada IIP_3 diekspresikan dengan *loop gain* diperlihatkan. Besaran IIP_3 hanya mengkarakterisasi ketidaklinearan orde-3 pada sinyal masukan yang rendah. Dalam prakteknya, jika sinyal masukan tersebut diperbesar, asumsi bahwa $\alpha_1 \gg 9\alpha_3 A^2/4$, sudah tidak berlaku lagi. Selain daripada itu, jika distorsi *clipping* terjadi, maka tidak akan terdapat titik IIP_3 . Hal terakhir ini akan dianalisa lebih lanjut pada bagian berikut ini.

Untuk meminimalkan konsumsi daya, maka penggunaan *shunt feedback* dioptimalkan dalam rangkaian umpan-balik. Hal ini dikarenakan jenis umpan-balik ini, tidak terlalu banyak mengkonsumsi arus dibandingkan jenis lainnya, seperti *series feedback*. Teknik *current-reuse* yang menempatkan 2 atau lebih blok rangkaian diatas satu sama lainnya dapat pula diterapkan selama tegangan-catunya memungkinkan hal ini.



Gambar 3. Efek umpan-balik untuk memperbesar IIP_3 dan hubungannya dengan CP_{-1dB} .

DISTORSI CLIPPING

Diantara beberapa distorsi-kuat yang sering terjadi pada rangkaian *front-end* RF adalah distorsi *clipping*. Distorsi jenis ini selayaknya diapresiasi sehubungan hal ini dapat memberikan patokan sinyal terbesar yang dapat diproses dalam sebuah rangkaian, jika rangkaian tersebut diran-cang secara baik. Seperti dapat dilihat pada Gambar 1 dan 2, jika *clipping* terjadi pada luaran dari sebuah rangkaian tidaklinear, maka besar sinyalnya dibatasi oleh sebuah harga yang pada realitasnya boleh jadi merupakan tegangan atau arus DC yang diperoleh dari catu-daya. Semakin besar amplituda masukan diterapkan pada kondisi distorsi *clipping* tersebut terjadi, maka sinyal luarannya akan semakin membentuk gelombang-persegi. Pada kondisi distorsi *clipping*, sebuah deret-Fourier dari gelombang persegi dapat digunakan untuk menganalisa unjuk-kerja ketidaklinearan sebuah rangkaian. Deret-Fourier dengan amplituda A_{out} dan frekuensi ω dapat diekspresikan sebagai berikut ini:

$$y(t) = 2 A_{out} \left\{ \frac{(\cos \omega t)}{\pi} - \frac{(\cos 3 \omega t)}{(3 \pi)} + \left[\frac{(\cos 5 \omega t)}{(5 \pi)} - \frac{(\cos 7 \omega t)}{(7 \pi)} + \dots \right] \right\} \quad (16)$$

Menurut definisi, distorsi harmonik ke- n (HD_n) adalah rasio dari komponen frekuensi $n\omega$ dengan komponen fundamental ω . Dengan demikian, merujuk pada persamaan (16), dapat diturunkan persamaan sebagaimana berikut ini,

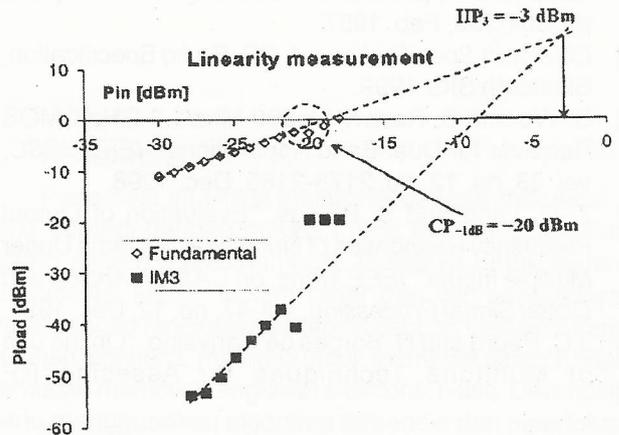
$$HD_{3, \text{clipping}} \approx \frac{1}{12} \quad (17)$$

Dari persamaan (16) dan (17) dapat ditarik kesimpulan bahwa sinyal luaran dan distorsi tidak bergantung lagi pada besarnya sinyal masukan, setelah *clipping* terjadi. Analisa ini menunjukkan pula bahwa distorsi clipping dapat digunakan untuk merancang CP_{-1dB} , sedangkan distorsi-lemah masih dapat digunakan untuk karakterisasi ketidaklinearan pada sinyal-masukan lemah. Pada kondisi ini, persamaan (11) tidak berlaku lagi dan dengan rancangan yang baik, perbedaan sekitar 15-20 dB dapat ditemukan antara CP_{-1dB} dan IIP_3 .

HASIL EKSPERIMENTAL

Sebuah kombinasi umpan-balik aktif LNA dan *switching mixer*, dirancang untuk mampu memproses sinyal RF masukan yang besarnya sekitar -20 dBm [11]. Dengan demikian CP_{-1dB} dari rangkaian ini dirancang sama dengan besarnya sinyal tersebut dengan cara merancang arus dan tegangan bias luarannya secara proporsional. Rangkaian ini diimplementasikan dalam proses bipolar

25 GHz dan IIP_3 nya dirancang mampu untuk mencapai -3 dBm dengan menggunakan *loop gain* yang tinggi. Pengukuran dengan metode *two-tone test* pada frekuensi RF 899.8 MHz dan 900 MHz digunakan dan sinyal-sinyal RF tersebut dikonversikan ke frekuensi lebih rendah dengan mengalikannya dengan sebuah sinyal LO pada frekuensi 901 MHz. Hasil pengukurannya dapat dilihat pada Gambar 4.



Gambar 4. Pengukuran ketidaklinearan menggunakan metoda *two-tone test* pada rangkaian kombinasi LNA dan mixer.

Rangkaian ini menggunakan konfigurasi balans dan mengkonsumsi arus DC sebesar 12.6 mA dari tegangan-catu 5V. Sumbu-y dalam Gambar 4 dinyatakan dalam daya yang diberikan pada beban, bukan daya tersedia pada luaran [12]. Hasil pengukuran unjuk-kerja lainnya dapat dilihat pada [11].

DISKUSI

Sebuah analisa dari distorsi-lemah dan kuat telah dipresentasikan. Analisa ini sangat berguna untuk memberikan wawasan yang lebih luas dalam merancang rangkaian RF *front-end* yang tinggi linearitasnya tetapi rendah konsumsi dayanya. Dapat disimpulkan bahwa CP_{-1dB} dapat dirancang dengan menentukan arus dan tegangan bias pada luaran secara proporsional. Hal ini dapat menghindarkan pemakaian daya yang sebenarnya tidak perlu. Selain itu, IIP_3 dapat dirancang setinggi yang diinginkan, menggunakan teknik umpan-balik dengan *loop gain* yang tinggi. *Shunt feedback* lebih disukai karena teknik ini mengkonsumsi daya rendah dibandingkan *series feedback*. Teknik *current-reuse* dianjurkan untuk diterapkan untuk menghindari pemborosan konsumsi arus DC.

Hasil analisa ini memverifikasi hasil pengukuran unjuk-kerja linearitas sebuah rangkaian kombinasi LNA dan *switching mixer*. Perbedaan sebesar 17 dB, atau sekitar 7 dB lebih tinggi dari angka yang pada umumnya diketahui, antara CP_{-1dB} dan IIP_3 membuktikan bahwa

teknik umpan-balik dengan *loop gain* yang tinggi dapat mempertinggi IIP3 dengan konsumsi arus DC yang relatif rendah.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] *GSM Technical Specification 05.05 v.5.2.0* ETSI, July 1996.
- [2] J.C. Ruddel et al, "A 1.9 GHz Wide-band IF Double Conversion CMOS Inte-grated Receiver for Cordless Telephone Applications", *ISSC Dig. Tech. Papers*, pp. 304-305, Feb. 1997.
- [3] *Bluetooth Specification v.1.0B*, Radio Specification, Bluetooth SIG, 1999.
- [4] S. Wu and B. Razavi, "A 900 Mhz/1.8 GHz CMOS Receiver for Dual-Band Applications", *IEEE JSSC*, vol. 33, no. 12, pp. 2178-2185, Dec. 1998.
- [5] Z.-Q. Lang and S. Billings, "Evaluation of Output Frequency Responses of Non-linear Systems Under Multiple Inputs", *IEEE Trans. on CAS-11: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 47, no. 12, Dec. 1999.
- [6] J.C. Pedro and N. Borges de Carvalho, "On the use of Multitone Techniques for Assesing RF Components' Intermodulation Distortion", *IEEE Trans. on MTT*, vol. 47, no. 12, Dec. 1999.
- [7] P. Wambacq and W. Sansen, *Distortion Analysis of Analog Inegrated Circuits*, Kluwer, Norwell, MA, 1998.
- [8] W. Sansen, "Distortion in Elementary Transistor Circuits", *IEEE Trans. on CAS-11: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 46, no. 3, pp. 315-325, March 1999.
- [9] S. Mattisson, "Dynamic Range Requirements and Implementation Issues for Mobile Communication", *Seminar Notes of Systems on Silicon Seminar*, Kista-Stockholm, Sweden, Oct. 7, 1999.
- [10] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Halls, Englewood Cliffs, NJ, 1998.
- [11] Adiseno, M. Ismail and H. Olsson, "A Wideband RF Front-End for Multiband Multistandard High-Linearity Low-IF Wireless Receivers", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 9, pp. 1162-1168, September 2002.
- [12] R. Pettai, *Noise in Receiving Systems*, Wiley, New York, 1984.

WAVELETS TRANSMULTIPLEX

*) Aloysius Adya Pramudita, Arief Suryadi S., Asep Yudi Hercuadi

ABSTRACT

In an FDM, base band input signals are filtered and modulated into adjacent frequency bands, summed together, then transmitted over a single link. On the receiving end, the transmitted signal is filtered to separate adjacent frequency channels, and the signals are demodulated back to base band. The filters also must strongly attenuate the adjacent signal to provide a sharp transition from the filter pass band to its stop band. This process limits the amount of crosstalk (signal leakage) from one frequency band to the next. What makes the WTM special is that the analysis and synthesis filters together completely cancel the filter distortions and signal aliasing, producing perfect reconstruction of the input signals and thus perfect extraction of the multiplexed inputs. Ideal spectral efficiency can be achieved, since no guard band is required. Practical limitations in the implementation of channel filters create out-of-band leakage and distortion. In the conventional FDM approach, each channel within the same communications system requires its own filter and is susceptible to crosstalk from neighboring channels. With the WTM method, only a single band pass filter is required for the entire communications channel, while channel-to-channel interference is eliminated.

INTISARI

Pada sistem FDM, *base-band* sinyal masukan difilter dan dimodulasi ke dalam bidang frekuensi yang bersebelahan, kemudian dijumlahkan bersama-sama, dan selanjutnya dipancarkan dalam sebuah kanal. Pada sisi penerima, isyarat yang dipancarkan difilter untuk memisahkan saluran frekuensi bersebelahan, dan didemodulasi untuk mendapatkan sinyal *base-band* kembali. Filter yang digunakan harus memiliki redaman yang cukup baik untuk dapat menyaring frekuensi yang bersebelahan, hal ini untuk mencegah terjadinya *cakap*

silang antara kanal yang bersebelahan. Hal yang membuat WTM istimewa adalah bahwa analisa dan sintesa filter dengan sepenuhnya menekan distorsi filter dan sinyal sinyal tiruannya, selain itu menghasilkan rekonstruksi sinyal input yang sempurna. Efisiensi spectrum yang ideal dapat dicapai karena tidak diperlukannya pembatas kanal. Batasan-batasan praktis dalam implementasi filter menciptakan kebocoran diluar kanal dan distorsi. Dalam FDM konvensional, masing-masing saluran didalam sistem komunikasi yang sama memerlukan filter sendiri, dan peka terhadap *cakap silang*. Dengan metoda WTM, hanya sebuah *Band Pass Filter* yang diperlukan untuk keseluruhan komunikasi, sehingga interferensi antara kanal dapat ditekan.

1. Latar Belakang

Proses penjamakan digunakan untuk meningkatkan kemampuan transmisi pada sistem komunikasi. Dengan penjamakan kita bisa mengintegrasikan beberapa data atau sinyal informasi dalam satu kanal komunikasi. Proses penjamakan yang sering kita ketahui adalah time division multiplexing dan Frequency division multiplexing. Kalau kita perhatikan kedua teknik diatas akan terbentur oleh kendala keterbatasan sumberdaya frekuensi yang kita gunakan.

Beberapa sinyal yang saling orthogonal, walau memiliki kawan frekuensi yang sama saat kita campur, masih bisa dipisahkan kembali satu persatu. Konsep ini dapat kita pakai untuk teknik penjamakan yang baru, dimana kita melakukan ortogonalisasi terlebih dulu sinyal-sinyal yang akan dicampur dan ditransmisikan dalam kanal yang bersamaan. Tanpa harus membedakan kawasan frekuensi atau kawasan waktunya sekalipun. Salah satu teknik untuk ortogonalisasi adalah dengan myers wavelet transform. Metode penjamakan dengan ortogonalisasi menggunakan teknik wevelets biasa disebut wavelets transmuiltipleks. Sehingga tentunya dibanding dengan FDM akan lebih hemat bandwidth.

Korespondensi:

*) Peneliti Puslit Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI

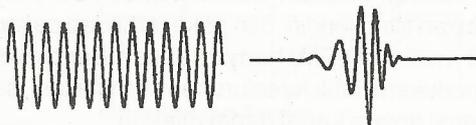
II. Konsep Orthogonal

Suatu sinyal yang saling orthogonal, walaupun memiliki komponen frekuensi yang sama dengan algoritma tertentu masih dapat dipisahkan. Dengan konsep ini kita bisa memultiplex di kawasan frekuensi secara overlap. Fungsi $\psi_i(t)$ dan $\psi_j(t)$ yang orthogonal. Jika suatu fungsi $\phi_n(t)$ dan $\phi_m(t)$ dapat dikatakan *orthogonal* satu terhadap yang lainnya sepanjang interval $a < t < b$ jika terpenuhi kondisi:

$$\int_b^a \phi_n(t) \phi_m(t) dt = 0, \text{ dimana} \tag{2.1}$$

III. Transformasi Wavelet

Sebuah gelombang (*wave*) didefinisikan sebagai fungsi yang berosilasi pada kawasan waktu (*time*) dan ruang (*space*) seperti gelombang sinusoida. *Wavelet* adalah gelombang yang bernilai pada interval waktu sesaat saja dan bersifat transien. Transformasi *wavelet* adalah suatu metode transformasi dimana kita merentang suatu sinyal dengan fungsi-fungsi basis berupa gelombang singkat.



Gambar 3.1 Gelombang dan Wavelet.

Transformasi *wavelet* mendekomposisi sinyal dengan suatu fungsi basis berupa gelombang singkat. Fungsi basis tersebut berasal dari suatu *prototype wavelet* yang disebut gelombang singkat induk (*mother wavelet*) melalui proses skala dan pergeseran.

Kawasan transformasi pada transformasi *wavelet* adalah kawasan waktu-frekuensi, berbeda dengan *Fourier* dimana kawasan transformasinya adalah kawasan frekuensi. Transformasi *wavelet* sangat tepat dipergunakan untuk sinyal-sinyal yang non stasioner ataupun bersifat transien.

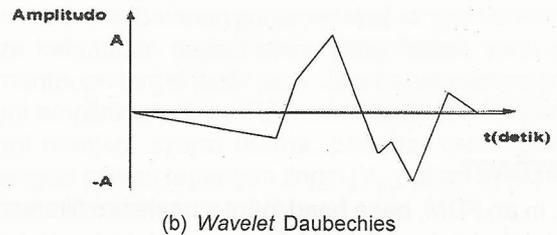
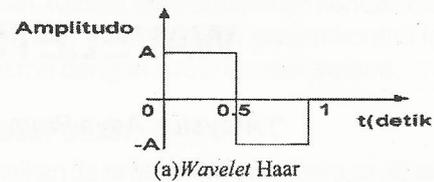
Dalam menganalisa sinyal-sinyal yang bersifat non-stasioner ataupun transien dapat dilakukan dengan operasi skala ataupun operasi pergeseran. Persamaan *mother wavelet* adalah:

$$\Psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$$

dengan :

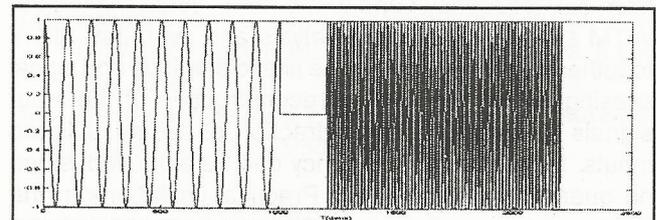
- $a; b \in R, a \neq 0$
- $\psi(t)$ adalah *mother wavelet*.
- a adalah parameter untuk fungsi skala, dan b adalah parameter untuk fungsi pergeseran, dan R adalah bilangan real.

Gambar 3.2 menunjukkan beberapa *mother wavelet*.

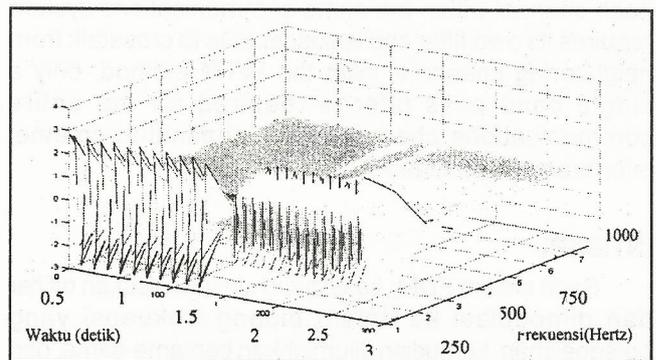


Gambar 3.2. Beberapa Contoh dari Mother Wavelet

Dari operasi skala dan pergeseran suatu *mother wavelet* akan dihasilkan suatu keluarga gelombang singkat (*family wavelet*). Gambar di bawah ini adalah beberapa contoh dari representasi transformasi *wavelet* pada suatu sinyal :



Gambar 3.3 Sinyal Y(t) yang Non-Stasioner



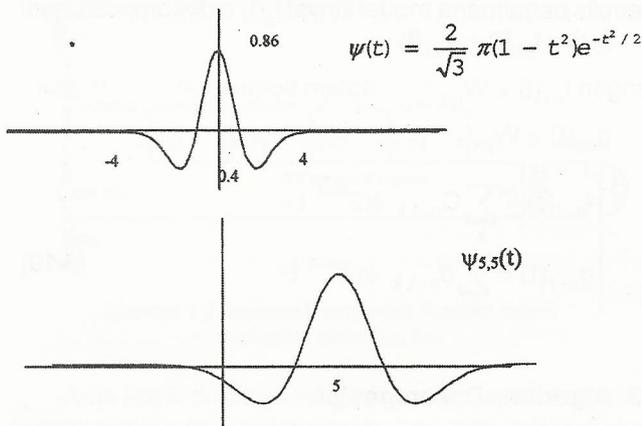
Gambar 3.4 Hasil Transformasi Wavelet dari Sinyal pada Gambar 3.3

3.1 Analisa dan Sintesis

Ditinjau dari keluarga fungsi (*family wavelet*) yang diperoleh dengan menggeser dan menyekala *wavelet* induk (*mother wavelet*) $\psi(t) \in L_2(R)$,

L_2 : ruang fungsi energi berhingga. Jika $\psi(t) \in L_2(R)$, maka $\int |\psi(t)|^2 < \infty$

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (3.2)$$



Gambar 3.5 Penyekalaan dan penggeseran fungsi mexican hat

Dengan $a, b \in R, a \neq 0$ dan normalisasi meyakinkan bahwa $\|\psi(t)\| = \|\psi(t)\|$ (untuk sekarang diandaikan a dapat positif dan negatif). Selanjutnya, akan diandaikan bahwa wavelet memenuhi syarat penerimaan (*admissibility condition*).

$$C_\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (3.3)$$

dengan $\Psi(\omega)$ adalah transformasi fourier dan $\psi(t)$. Dalam prakteknya, $\Psi(\omega)$ akan selalu mengalami penurunan, sehingga kondisi penerimaan dikurangi sampai tingkat yang diinginkan yaitu $\Psi(0) = 0$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = \psi(0) = 0 \quad (3.4)$$

Karena transformasi fourier nol pada awal dan spektrum menurun pada frekuensi tinggi, GS menunjukkan perilaku lolos-bidang (*band-pass*). Selanjutnya GS dinormalisasi sehingga mempunyai energi satuan, atau:

$$\|\psi(t)\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi(\omega)|^2 d\omega = 1 \quad (3.5)$$

Hasilnya, $\|\psi_{a,b}(t)\|^2 = \|\psi(t)\|^2 = 1$ lihat pers. (2.1). CWT terhadap fungsi $f(t) \in L_2(R)$ kemudian didefinisikan sebagai:

$$CWT_f(a,b) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_{a,b}(t) f(t) dt \quad (3.6)$$

Fungsi $f(t)$ dapat diperoleh dan alihragam dengan persamaan rekonstruksi berikut yang disebut identitas resolusi (*resolution of the identity*):

Dengan memberikan CWT $f(a,b)$ dan fungsi $f(t) \in L_2(R)$, lihat persamaan (3.6), fungsi f dapat diperoleh dengan cara:

$$f(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} CWT_f(a,b) \psi_{a,b}(t) da db \quad (3.7)$$

dengan rekonstruksi dilakukan dalam $L_2(R)$ (diharapkan kesalahan rekonstruksi adalah nol). Persamaan (3.7) menyatakan bahwa beberapa $f(t)$ dan $L_2(R)$ dapat ditulis sebagai superposisi GS yang digeser dan diperlebar.

Terdapat variasi yang mungkin pada persamaan rekonstruksi (3.7) jika gelombang singkat memiliki pasangan biortogonal. (Daubechies dan Lagarias, 1992). Dibatasi $a \in R^+$ dan syarat penerimaan dimodifikasi sehingga memenuhi:

$$C_\psi = \int_0^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega = \int_{-\infty}^0 \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega \quad (3.8)$$

dan persamaan (2.10) menjadi:

$$f(t) = \frac{1}{C_{\psi_1, \psi_2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \langle \psi_{1a,b}, f \rangle \psi_{2a,b}(t) da db \quad (3.9)$$

Sebagai contoh pers. (3.8) dipenuhi jika wavelet nyata dan memenuhi syarat penerimaan seperti persamaan (3.3).

Hal yang sama pada persamaan analisis/sintesis dengan dua wavelet yang berbeda $\psi_1(t)$ untuk analisis dan $\psi_2(t)$ untuk sintesis. Jika dua tersebut wavelet memenuhi:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\psi_1(\omega)| |\psi_2(\omega)|}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (3.10)$$

kemudian persamaan rekonstruksi yang digunakan sebagai berikut (Daubechies, 1992).

$$f(t) = \frac{1}{C_{\psi_1, \psi_2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \langle \psi_{1a,b}, f \rangle \psi_{2a,b}(t) da db \quad (3.11)$$

dengan $C_{\psi_1, \psi_2} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\psi_1^*(\omega) \psi_2(\omega)|}{|\omega|} d\omega$. Satu ciri

menarik pers. (3.11) adalah bahwa $\psi_1(t)$ dan $\psi_2(t)$ melukiskan perilaku yang berbeda secara signifikan, yang disebut dengan sistem biortogonal. Sebagai contoh, $\psi_1(t)$ memiliki daerah dukung padat tapi $\psi_2(t)$ tidak, atau yang satu kontinu dan tidak untuk yang lain.

3.2 Algoritma Cepat dan Bank Tapis(Filter Bank)

Alihragam wavelet diskrete sangat penting tidak hanya karena Informasi lokalisasi waktu frekuensi suatu sinyal dengan energi berhingga tapi juga karena memiliki algoritma cepat untuk proses komputasi pada suatu tujuan implementasi.

Jika sinyal obyek berupa sinyal analog maka perlu dilakukan penempatan dengan tetap mempertahankan keutuhan informasi yang terkandung yaitu dengan menerapkan teorema Niquist sehingga saat kita akan mengekstrak kembali sinyal itu akan dihasilkan rekonstruksi sempurna.

Informasi pada alihragam terkandung/ditunjukkan pada koefisien wavelets $d_{j,k}$. Pada aplikasi pemampatan data, jika kita mengurangi kemubaziran dengan sesedikit mungkin kerusakan terhadap sinyal aslinya, maka analisis yang akurat dan kemampuan mensintesa kembali data dengan rugi-rugi yang minimal menjadi sangat penting. Jika $\phi(t)$ adalah fungsi penyekala maka kita dapat merentang suatu fungsi $f_n(t)$ dalam bentuk,

$$f_n(t) = \sum_k C_{n,k} \phi(2^n t - k) \tag{3.12}$$

$n, k \in Z$ dimana Z adalah set bilangan integer.

Runtun $C_{n,k}$ dipilih sedemikian hingga hasil superposisi fungsi basis ϕ dapat merepresentasikan fungsi yang sebenarnya. Meskipun pendekatan yang lebih baik memerlukan runtun C_n yang lebih banyak, nilai dan integer n dibatasi oleh kompleksitas masalah yang dihadapi dengan pertimbangan atau tujuan untuk suatu efektivitas. Maka persamaan sintesis diatas yang nanti akan digunakan sebagai metoda orthogonalisasi.

Untuk menunjukkan algoritma cepat tersebut, kembali lagi, kita mencermati struktur deret subspace

$$\dots \subset V_{-1} \subset V_0 \subset V_1 \subset V_2 \dots \rightarrow \tag{3.13}$$

Yang dibangun oleh fungsi penyekala $\phi(t)$ dan subspace komplemenya W_j dimana

$$\begin{cases} V_{j+1} = V_j + W \\ V_j \cap W_j = \{0\} \end{cases} \tag{3.14}$$

W_j dibangun oleh fungsi wavelet $\psi(t)$. Dekomposisi unik pada (3.14) ditentukan oleh pasangan runtun $\{a_k\}, \{b_k\}$ dalam bentuk

$$\phi(2t - 1) = \sum_k \{a_{1-2k}\} \phi(t - k) + b \tag{3.15}$$

Disini yang ditunjukkan hanya hubungan $V_1 = V_0 + W_0$. Dengan identitas yang sama dengan mengganti t dengan $2^j t$ untuk menunjukkan $V_{j+1} = V_j + W_j$. Dilain pihak struktur subruang (*subspace*)

$$W_j \subset V_{j+1} \text{ dan } W_j \subset V_{j+1} \tag{3.16}$$

ditentukan oleh pasangan runtun lain yaitu $\{p_k\}, \{q_k\}$ dalam bentuk sebagai berikut,

$$\begin{cases} \phi(t) = \sum_k p_k \phi(2t - k) \\ \psi(t) = \sum_k q_k \phi(2t - k) \end{cases} \tag{3.17}$$

Dengan mengganti t dengan $2t$ maka (3.17) akan menunjukkan struktur (3.16). Dengan 2 pasang runtun $\{a_k\}, \{b_k\}$ pada (3.15) dan $\{p_k\}, \{q_k\}$ pada (3.17), kita dapat menulis bagaimana model sinyal $f_n(t)$ didekomposisi jadi

$$f_n(t) = f_{n-1}(t) + g_{n-1}(t)$$

dengan $f_{n-1}(t) \in W_{n-1}$ dalam bentuk,

$$g_{n-1}(t) \in W_{n-1}$$

$$\begin{cases} f_{n-1}(t) = \sum_k C_{n-1,k} \phi(2^{n-1} t - k) \\ g_{n-1}(t) = \sum_k d_{n-1,k} \psi(2^{n-1} t - k) \end{cases} \tag{3.19}$$

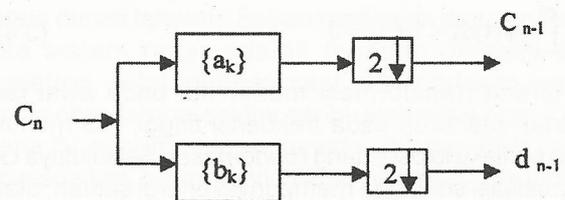
3.3 Algoritma Dekomposisi

Untuk mendapatkan $f_{n-1}(t)$ dan $g_{n-1}(t)$ dan $f_n(t)$ maka dihitung

$$\begin{cases} C_{n-1,k} = \sum_1 a_{1-2k} C_{n,1} \\ d_{n-1,k} = \sum_1 b_{1-2k} C_{n,1} \end{cases} \tag{3.20}$$

Operasi Sigma diatas menunjukkan konvolusi diskret input $C_n = (C_{n,k})$ dikonvolusi dengan runtun tapis $\{a_{-1}\}$ dan $\{b_{-1}\}$.

Perbedaan disini operasi konvolusi dilakukan hanya pada data genap, atau dapat juga diambil hanya yang genap. Operasi ini disebut pencuplikan turun (*down sampling*), dilambangkan dengan $2 \downarrow$ seperti ditunjukkan pada gambar 3.6.



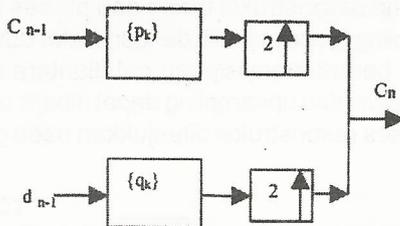
Gambar 3.6 Diagram analisis algoritma piramida

3.4 Algoritma Rekonstruksi

Untuk mendapatkan kembali $f_n(t)$ dari $f_{n-1}(t)$ dan $g_{n-1}(t)$ maka dihitung

$$C_{n,k} = \sum_1 \{p_{k-2^j} C_{-1,1} + q_{k-2^j} \dots \} \tag{3.21}$$

Jika indeks 1 pada runtun input $c_{n-1,1}$ diganti 21, maka indeks ganjil data input menjadi nol. Operasi pada (3.11) juga merupakan suatu konvolusi diskrete, hanya saja diikuti dengan menyisipkan nol diantara setiap sampel data. Operasi ini disebut pencuplikan naik (up sampling), dilambangkan dengan $2 \downarrow$, seperti ditunjukkan pada gambar 3.7.



Gambar 3.7 Diagram sintesis algoritma piramida

Downsampling dan upsampling adalah konsep dasar pemrosesan sinyal diskret multirate. Pemrosesan sinyal multirate berhubungan dengan runtun waktu diskret yang diambil pada kecepatan berbeda. Pada kawasan diskret mewakili proses penyekalaan.

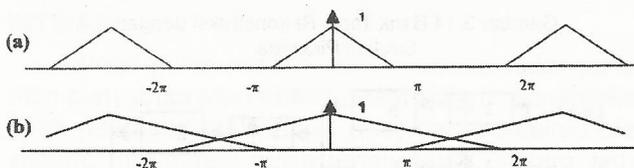
Downsampling runtun $X(n)$ dengan faktor N sehingga menghasilkan runtun $Y(n)$, maka

$$Y(n) = X[nN] \tag{3.23}$$

Pada kawasan frekuensi menjadi

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(e^{j(\omega-2\pi k)/N}) \tag{3.24}$$

Nampak bahwa spektrumnya direntang sebesar N



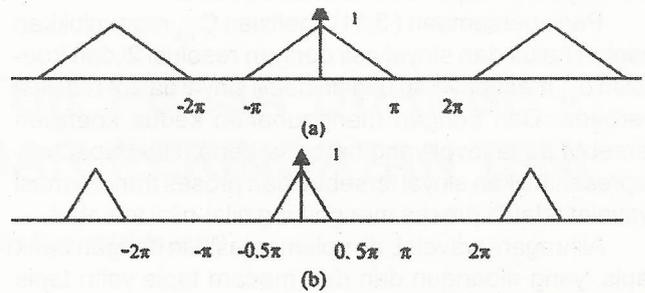
Gambar 3.8 Dampak downsampling pada spektrum frekuensi sinyal. (a) spektrum sinyal asli. (b) spektrum sinyal setelah downsampling.

Upsampling dengan faktor N adalah kebalikan dengan downsampling dengan faktor N , yaitu adalah menyisipkan N nol diantara dua data berurutan. Sehingga diperoleh runtun baru $Y(n)$

$$y(n) = \begin{cases} X(n/N), n = kN; k \in \mathbb{Z} \\ 0, n \text{ lain} \end{cases} \tag{3.25}$$

pada kawasan frekuensi menjadi

$$Y(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{N-1} X(e^{j(\omega-2\pi k)/N}) \tag{3.26}$$



Gambar 3.9 Dampak upsampling pada spektrum frekuensi sinyal. (a) spektrum sinyal asli. (b) spektrum sinyal setelah upsampling.

3.5 Implementasi Tranformasi Wavelet

Gelombang singkat induk membangun fungsi-fungsi ortogonal dengan penyekalaan dan penggeseran.

$$\phi_{j,k}(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} b_0^{-j/2} a_k \phi(a_0^j t) \tag{3.27}$$

menunjukkan skala dan k adalah penggeseran terhadap mother ϕ bentuk $b_0^{-j/2}$ digunakan untuk normalisasi. Mother wavelet perlu bentuk ortogonal karena transformasi ortogonal akan memberikan rekonstruksi yang sempurna sinyal sebenarnya sehingga menghindari kemubaziran. Ada juga wavelet yang bersifat biortogonal dimana memiliki dua set wavelet, satu untuk dikompensi dan yang lain untuk rekonstruksi untuk membuat komputasi dilakukan oktaf per oktaf dimana sangat mudah diimplementasikan maka b_0 diset 2 sehingga

$$\phi_{j,k}(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} 2^{-j/2} p_k \phi(2^j t) \tag{3.28}$$

persamaan diatas tersebut fungsi penyekala (kadang-kadang disebut basis persamaan penyekala) dan ortogonal terhadap penggeserannya.

Persamaan lain yang ortogonal terhadap penyekalaan yang disebut fungsi basis

$$\psi_{j,k}(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} 2^{-j/2} q_k \phi(2^j t) \tag{3.29}$$

dengan syarat-syarat perencanaan koefisien wavelet sebagai berikut :

$$\begin{aligned} 1. \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_{2k} &= 1 \\ 2. \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_{2k+1} &= 1 \\ 3. \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_k a_{k+2l} &= 0, \quad l \neq 0 \\ 4. \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_k a_k &= 2 \end{aligned} \tag{3.30}$$

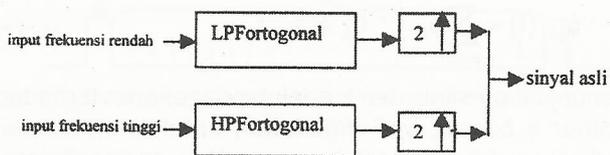
Kemudian karena wavelet dihasilkan pada skala berbeda pada selang $\Delta t = 1, \frac{1}{2}, \frac{1}{4}, \dots, (\frac{1}{2})^j$, maka hal ini

menunjukkan aspek analisis Multiresolusi.

Pada persamaan (3.11) koefisien $C_{n,k}$ menunjukkan bagian halus dan sinyal asli dengan resolusi 2^n , dan koefisien $d_{n,k}$ menunjukkan bagian detail sinyal dalam resolusi berbeda. Dan dengan menggunakan kedua koefisien tersebut pada level yang berbeda beda, kita dapat merepresentasikan sinyal tersebut, dan proses transformasi wavelet adalah proses menghitung nilai-nilai tersebut.

Alihragam wavelet, diimplementasikan dengan bank tapis, yang dibangun dan dua macam tapis yaitu tapis pelewat atas (high pass) dan lapis pelewat rendah. Tapis pelewat atas adalah FIR (*finite impulse respon*) dengan koefisien adalah 2 runtun penyekala yaitu a_k dan b_k . Runtun penyekala a_k dan b_k merupakan nilai-nilai tercuplik dari suatu $\phi(t)$ dan $\psi(t)$ (fungsi basis).

Dibawah ini ditunjukkan diagram proses dekomposisi dan rekonstruksi



Gambar 3.11 Diagram implementasi proses rekonstruksi sinyal terdekomposisi

Proses dikomposisi dibangun oleh bank tapis analisis dan proses rekonstruksi dibangun oleh lapis sintesis, agar rekonstruksi sempurna maka tapis dekomposisi dan tapis rekonstruksi harus ortogonal, dengan hubungan sebagai berikut :

Tapis Analisis

$h(k)$: low pass filter analisis

$g(k)$: high pass filter analisis

$$g(k) = (-1)^k h(1 - k)$$

hubungan tapis analisis dan tapis sintesis

$$\overline{h(k)} = h(-k)$$

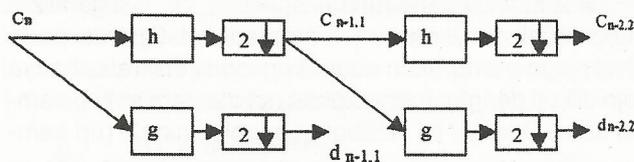
$$\overline{g(k)} = g(-k)$$

Tapis Sintesis

$\overline{h(k)}$: low pass filter sintesis

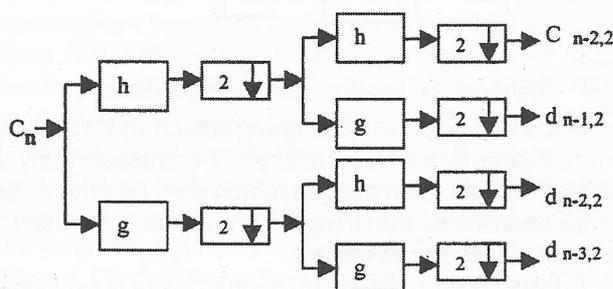
$\overline{g(k)}$: high pass filter sintesis

Algoritma dekomposisi terdiri atas proses konvolusi dan down sampling merupakan (pencuplikan turun dengan factor 2). Pencuplikan turun dengan factor dua berarti hanya mengambil data urutan genap saja. Kedua proses konvolusi dan down sampling dapat dibalik-balik urutannya. Ilustrasi proses dikomposisi ditunjukkan pada gambar di bawah ini.

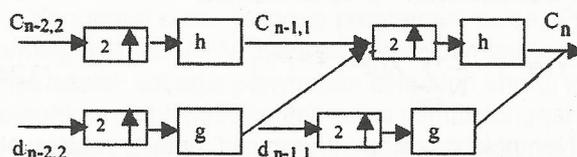


Gambar 3.12 Bank Tapis Dekomposisi dengan Struktur Piramida

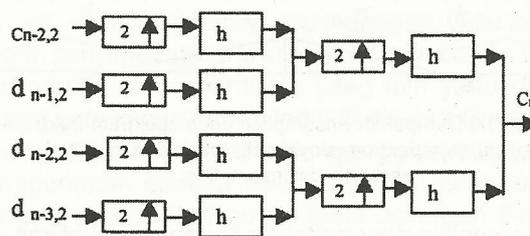
Algoritma rekonstruksi terdiri dari proses konvolusi dan up sampling (pencipta naik dengan factor dua). Proses upsampling berarti menyisipkan nol diantara dua data. Antara konvolusi dan upsampling dapat dibalik urutannya. Ilustrasi proses rekonstruksi ditunjukkan pada gambar di bawah ini.



Gambar 3.13 Bank Tapis Dekomposisi dengan Struktur Tree Node



Gambar 3.14 Bank Tapis Rekonstruksi dengan Struktur Piramida



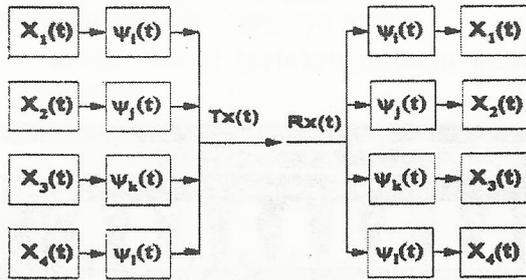
Gambar 3.15 Bank Tapis Rekonstruksi dengan Struktur Tree Node

IV. Orthogonalisasi dengan Transformasi Wavelet untuk Transmultiplexing

Untuk membentuk sinyal yang saling orthogonal pada setiap subkanal dapat kita gunakan proses invers transformasi wavelet, yang pada dasarnya adalah merentang sinyal dengan fungsi basis yang orthogonal. Lihat gambar 4.1.

Untuk mengekstrak kembali sinyal tersebut, pada penerima dilakukan transformasi wavelet untuk men-

dapatkan sinyal pada tiap subkanal.



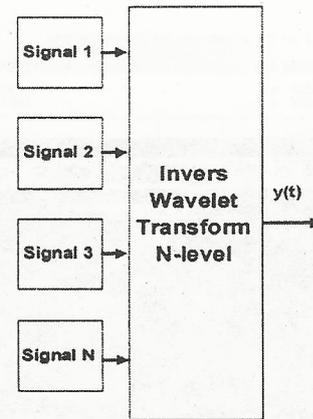
Gambar 4.1 Orthogonalisasi Subkanal pada Sistem MC-GMSK dengan Transformasi Wavelet

jika : $\psi_i(t) \perp \psi_j(t) \perp \psi_k(t) \perp \psi_l(t)$.
 Maka:
$$Tx(t) = X_1(t) * \psi_i(t) + X_2 * \psi_j(t) + X_3 * \psi_k(t) + X_4 * \psi_l(t) \tag{4.1}$$

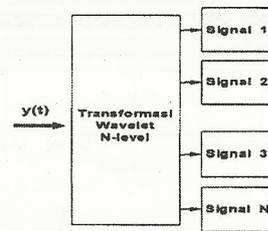
Data yang ditransmisikan tidak mengalami waktu tunda (*delay*), redaman, maupun pelemahan (*fading*)

Sehingga :
$$Tx(t) = Rx(t) \tag{4.2}$$

Maka :
$$\begin{aligned} Rx(t) * \psi_i(t) &= X_1(t) ; Rx(t) * \psi_j(t) = X_2(t) ; \\ Rx(t) * \psi_k(t) &= X_3(t) ; Rx(t) * \psi_l(t) = X_4(t) \end{aligned} \tag{4.3}$$



Gambar 4.2 Wavelets Transmultiplexer

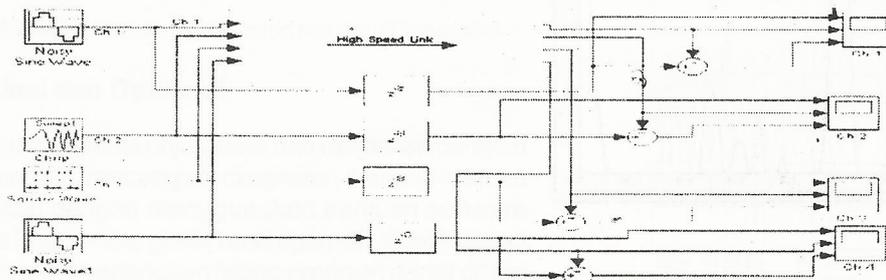
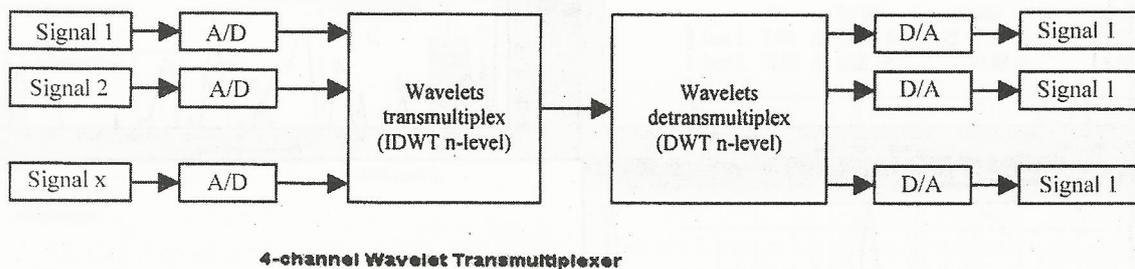


Gambar 4.3 Wavelet Detransmultiplexer

V. Hasil Simulasi

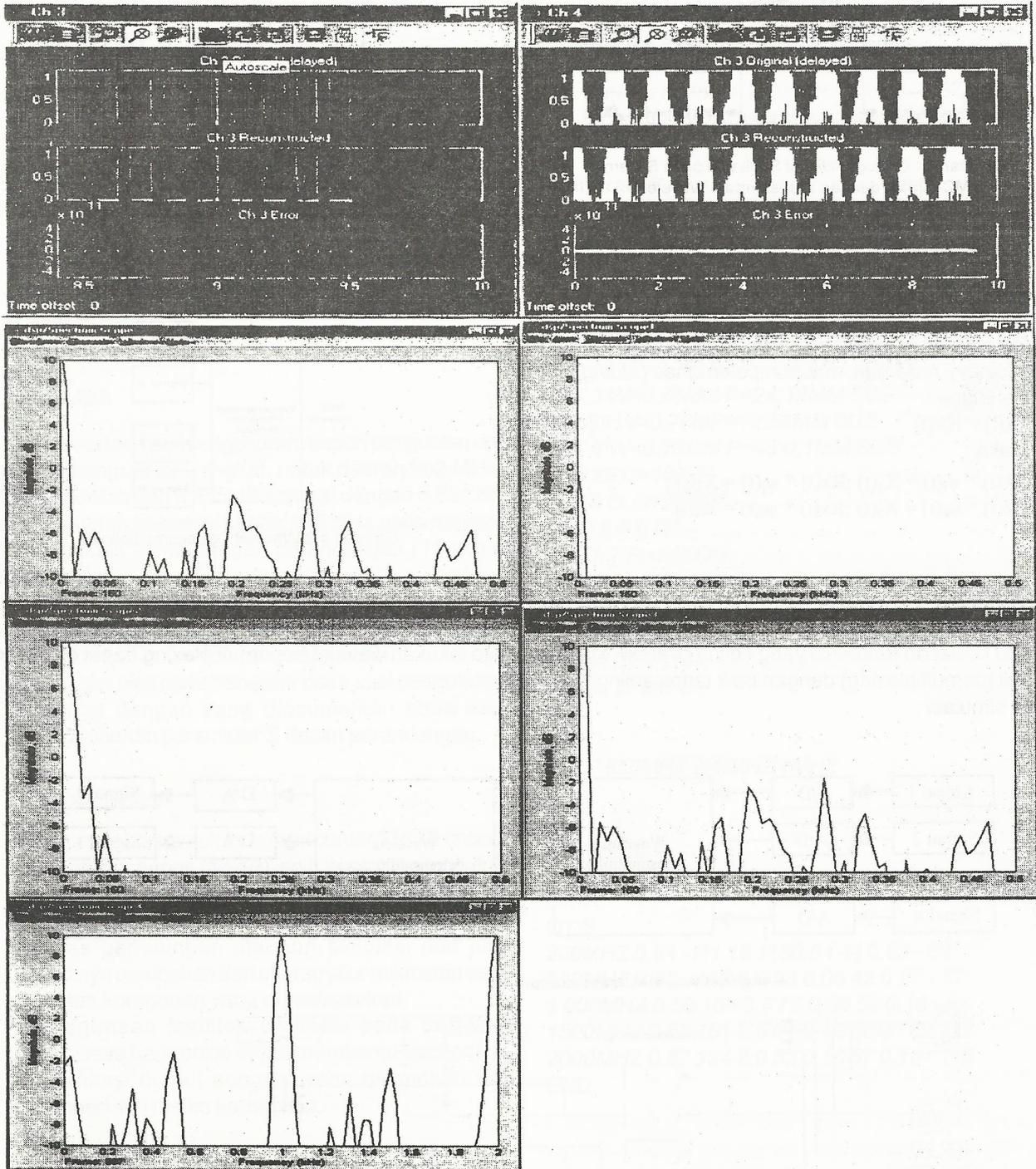
Simulasi dilakukan dengan Matlab dan Simulink, pada simulasi dicoba dengan tiga sinyal yang masing-masing memiliki kawasan frekuensi yang saling overlap. Maka saat kita lakukan wavelet transmultiplexing dapat dipisahkan kembali (demultiplexing) dengan baik tanpa saling tercampur.

Bagan simulasi :



Gambar 5.1 Bagan Simulasi Wavelets Transmultiplex yang dilakukan dengan Simulink

Hasil Simulasi :



VI. Kesimpulan

Kebutuhan bandwidth yang sebanding dengan besarnya bandwidth masing-masing sinyal dan jumlah sinyal, dan tidak mungkin disusun secara overlap di kawasan frekuensi, menjadi kendala pada proses FDM sehubungan dengan keterbatasan sumberdaya frekuensi. Proses multiplexing dengan konsep orthogonalisasi tiap sinyal yang akan dimultiplex, akan menjawab kendala tersebut. Metode pada transformasi wavelet yaitu algoritma sintesisnya (IDWT) dapat digunakan sebagai salah satu tool untuk orthogonalisasi.

Daftar Pustaka

- (1) Daubechies, I., *Ten Lectures of Wavelets*, SIAM, 1992.
- (2) Daubechies, I., *Orthonormal Bases of Compactly Supported Wavelets*, *Commun. Pure Appl. Math.*, Vol. 41, November 1988.
- (3) Oppenheim, A. V., Willsky, A. S., dan Young, I. T., *Signals and Systems*, Printed in United States of America, 1983.

ANEKA RAGAM APLIKASI DAN SISTEM GPS

Nana Subarna *)
Pamungkas Daud **)

ABSTRACT

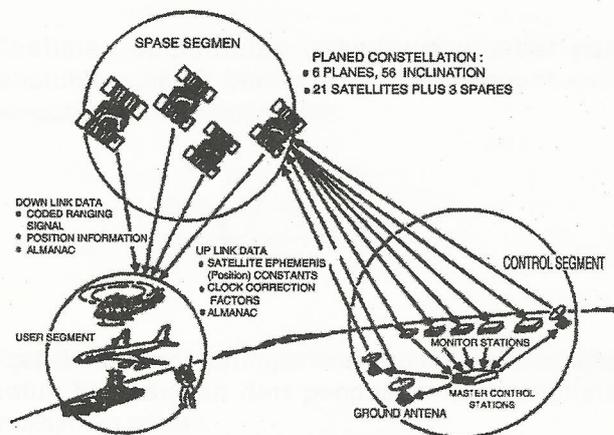
Sistem GPS merupakan alat bantu navigasi berbasis satelit dengan ketelitian cukup tinggi dengan output berupa sistem koordinat, kecepatan, dan waktu. Tulisan ini membahas beberapa aneka ragam aplikasi yang bisa memanfaatkan output dan sistem GPS pada Sistem Navigasi Kendaraan Darat, Sistem Monitoring Kendaraan Darat, dan Sistem Pembuat Peta. Metoda yang digunakan adalah pemanfaatan data output sistem GPS, berupa koordinat 2D yaitu latitude dan longitude sebagai sumber informasi. Kedua informasi ini digunakan sebagai input suatu sistem aplikasi, kemudian diproses dengan menggunakan komputer dan perangkat lunak.

I. PENDAHULUAN

Salah satu sistem navigasi yang banyak digunakan sekarang adalah sistem navigasi GPS (*Global Positioning System*) yaitu sistem navigasi berbasis satelit dimana satelit sebagai stasiun referensi. Sistem navigasi GPS merupakan sistem navigasi segala medan dan segala cuaca yang bersifat global.

Menurut ketelitiannya, penerima GPS ada dua macam, yaitu jenis standard untuk *Standard Positioning Service*, SPS dengan ketelitian dalam orde puluhan meter dan jenis dengan ketelitian tinggi untuk *Precise Positioning Service*, PPS dengan ketelitian dibawah orde satu meter. Jenis SPS banyak digunakan untuk keperluan sipil sedangkan jenis PPS banyak digunakan untuk keperluan militer dan survey.

Konsep dan *Global Positioning System* ialah pengukuran jarak antara satelit yang telah diketahui koordinatnya, dengan suatu titik di bumi dengan mengukur waktu tempuh sinyal gelombang elektromagnetik dan satelit ke penerima GPS di muka bumi. Secara garis besar sistem GPS dibagi ke dalam 3 segment (1) *Space segment*, (2) *Control segment* dan (3) *User segment*.



Gambar 1.1 Sistem GPS

1.1 Space Segment

Terdiri dari 24 konstelasi satelit dengan 3 satelit sebagai cadangan ditempatkan pada 6 bidang dengan inklinasi 550 terhadap ekuator. Satelit mengorbit mendekati sirkular pada ketinggian 20.200 km dengan periode 11^h58^m .

1.2 Control Segment

Terdiri dari master control station, *world wide monitor station*, dan *ground control stations*. Fungsi utamanya adalah memantau satelit agar dapat menentukan orbit dan jam satelit serta model perkiraannya, sinkronisasi waktu satelit, dan memberi informasi data ke satelit.

1.3 User Segment

User segment adalah semua unsur yang memanfaatkan sinyal GPS yaitu penerima GPS dan fasilitas pendukung lainnya. Secara garis besarnya user segment dibagi dalam 2 golongan yaitu pemakai militer dan pemakai sipil.

Korespondensi:

*)

II. APLIKASI SISTEM NAVIGASI GPS

2.1 Sistem Navigasi Kendaraan Darat

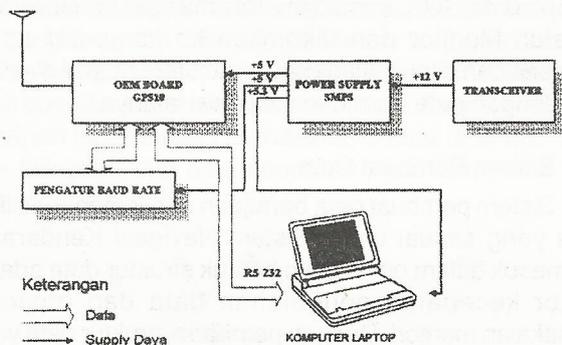
Sistem Navigasi Kendaraan Darat adalah alat bantu untuk para pemakai kendaraan dalam menentukan koordinat dan arah jalan di atas peta jalan. Peta jalan disimpan dalam sistem data base jalan dalam bentuk vektor-vektor jalan, nama jalan dan status jalan (satu arah atau dua arah) yang kemudian ditampilkan di atas layar monitor dengan bantuan perangkat lunak.

Vektor-vektor jalan merupakan vektor koordinat (bujur dan lintang) jalan yang sebenarnya yang didapat dengan cara melakukan pengukuran koordinat sepanjang lintasan jalan untuk setiap jalan. Data nama jalan dan status jalan dimasukkan saat dilakukan pengukuran koordinat jalan.

Pemakai kendaraan yang dilengkapi dengan sistem navigasi kendaraan hanya tinggal mengetahui sedang mengarah kemana kendaraannya sekarang dan untuk kemudian menentukan ke arah mana jalan yang harus dilalui dengan melihat posisi kendaraannya di atas layar monitor.

2.1.1 Implementasi Sistem Navigasi Kendaraan Darat.

Sistem Navigasi Kendaraan Darat merupakan instrumentasi dan beberapa level sub-sistem yang disatukan dalam satu wadah yaitu level alat yang sudah siap pakai, modul OEM (*Original Equipment Manufacture*) dan rancangan sendiri.



Gambar. 2.1 Sistem Navigasi Kendaraan Darat.

Penerima GPS, berupa modul OEM board GPS10 dari GARMIN, berfungsi sebagai alat ukur koordinat kendaraan bergerak. Output dan penerima GPS yang diambil hanya informasi koordinat 2D-nya saja yaitu lintang dan bujur. Format data yang dipakai untuk koordinat adalah format NMEA 0183 versi 2.00 untuk GGA - *Global Positioning System Fix Data*.

Pemilih *baud rate* untuk memilih *baud rate* dari penerima GPS. Pemilih *baud rate* merupakan rangkaian hasil rancangan sendiri. Hubungan antara penerima GPS dan pemilih *baud rate* dilakukan melalui saluran keluaran serial RS232 penerima GPS. Komputer, berupa komputer Notebook, berfungsi melakukan pengaturan terhadap

jalannya sistem navigasi. Proses yang dilakukan ialah pemilihan data keluaran penerima GPS, inialisasi port serial, dan pemrosesan data GPS untuk ditampilkan di atas layar monitor. Pengaturan dan penampilan di atas monitor dijalankan dengan perangkat lunak yang dibuat dalam bahasa C.

2.1.2 Cara Kerja Sistem Navigasi Kendaraan Darat.

Penerima GPS akan menerima dan mencari sinyal satelit. Navstar dan memilih satelit yang dapat dipakai. Penerimaan sinyal satelit dilakukan melalui antena *omni directional* GPS yang dapat menerima sinyal satelit di atas horizon dan segala arah.

Untuk keperluan sistem navigasi kendaraan diperlukan penerima GPS yang mempunyai jumlah kanal yang banyak untuk kontinuitas penerimaan sinyal satelit, sehingga jika hubungan dengan salah satu satelit hilang, penerima GPS masih dapat menggunakan satelit yang lain. Ini penting jika penerima GPS akan digunakan di daerah perkotaan yang penuh dengan gedung-gedung yang tinggi atau di daerah yang banyak pohonnya.

Pemilihan baud rate dilakukan saat sistem navigasi dihidupkan. Pemilihan baud rate ini dilakukan hanya sekali saat sistem dihidupkan. Kemudian dilakukan pemilihan format data NMEA untuk data GGA yang berisi informasi posisi yaitu koordinat lintang dan bujur untuk digunakan sebagai informasi tempat pada peta jalan di atas layar monitor.

2.2 Sistem Monitoring Kendaraan Darat

Sistem Monitoring Kendaraan Darat adalah sistem pemantauan posisi kendaraan dan jarak jauh dengan menggunakan komunikasi data radio. Prinsip kerja dan Sistem Monitoring Kendaraan Darat adalah pengiriman informasi koordinat dan tempat kendaraan berada (di-sebut Stasiun Bergerak) ke Stasiun Monitor dengan menggunakan pemancar radio. Di Stasiun Monitor, informasi koordinat ini diolah untuk di-*display*-kan di atas layar monitor.

Selain menampilkan koordinat kendaraan berada, layar monitor juga menampilkan peta jalan (peta daerah) pada koordinat tersebut. Informasi koordinat kendaraan didapat dan penerima GPS berupa data GGA.

Kendaraan yang dilengkapi dengan Sistem Monitoring Kendaraan Darat dapat diketahui posisinya di atas monitor setiap saat. Dengan mengetahui posisi kendaraan kita dapat memantau/mengatur arah dan tujuan kendaraan. Sistem ini dapat diterapkan pada armada taksi, angkutan kereta api, angkutan peti kemas, pelayaran dll.

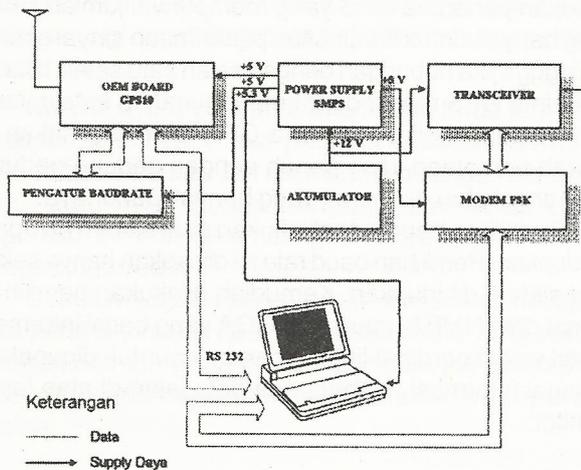
2.2.1 Implementasi Sistem Monitoring Kendaraan Darat

Instrumentasi Sistem Monitoring Kendaraan Darat sama dengan instrumentasi pada sistem navigasi kendaraan juga terdiri dari beberapa level sub-sistem

yang disatukan dalam satu wadah yaitu level alat yang sudah siap pakai, modul OEM dan rancangan sendiri.

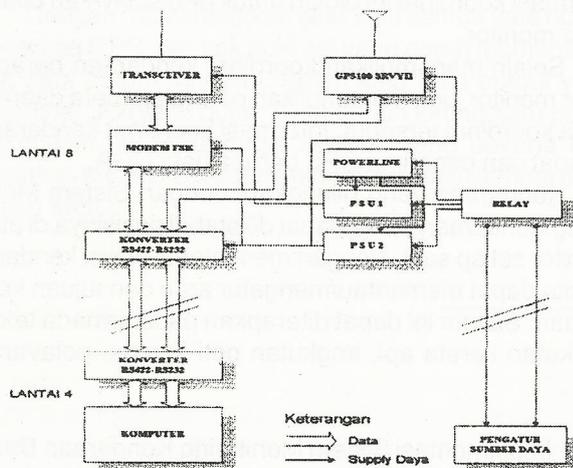
Sistem Monitoring Kendaraan Darat dibagi menjadi 2 bagian, Stasiun Monitor dan Stasiun Bergerak. Stasiun Monitor adalah stasiun yang berfungsi memonitor kendaraan (Stasiun Bergerak) dan jarak jauh dan Stasiun Bergerak adalah kendaraan yang dimonitor posisinya oleh Stasiun Monitor.

Stasiun Bergerak terdiri dari penerima GPS, alat komunikasi data, komputer, dan sistem catu daya. Penerima GPS, alat komunikasi data dan sistem catu daya ditempatkan dalam satu wadah sedangkan komputer terpisah berupa notebook.



Gambar 2.2 Diagram blok Stasiun bergerak.

Stasiun Monitor terdiri dari alat komunikasi data, alat pengatur dan komputer, bila diterapkan pada suatu gedung alat komunikasi data disimpan di atap lantai tertentu, sedangkan alat pengatur dan komputer disimpan di lantai lainnya gedung yang sama.



Gambar. 23. Diagram blok Stasiun Monitor.

Penerima GPS berfungsi sebagai alat ukur koordinat kendaraan. Alat komunikasi data sebagai alat komunikasi radio antara kendaraan dengan Stasiun Monitor beroperasi pada frekuensi VHF 144 MHz dengan modem FSK.

Pemilihan *baud rate* pada Sistem Monitoring Kendaraan Darat agak sedikit rumit dibanding pada Sistem Navigasi Kendaraan karena selain mengatur baud rate juga harus mengatur aliran data dari modem.

Sistem catu daya berfungsi untuk memberikan catu daya kepada alat-alat pendukung sistem. Catu daya yang digunakan adalah catu daya jenis *switching* dan catu daya jenis *linear*. Catu daya dicatu dan akumulator kendaraan.

Untuk komunikasi data antar lantai pada gedung bertingkat digunakan komunikasi data serial RS422 dan konverter standar RS232C ke standar RS422A dan sebaliknya.

2.2.2 Cara Kerja Sistem Monitoring Kendaraan

Penerima GPS yang terdapat pada Stasiun Bergerak akan mengeluarkan data GPS. Data diterima oleh komputer dan diolah untuk dilihat apakah data yang masuk tersebut datanya betul atau tidak dan kemudian dikirimkan ke modem.

Modem yang digunakan adalah modem FSK yang menerima data serial dan kemudian masuk ke input mikropon transceiver untuk dipancarkan. Data OPS yang berupa data GGA, kemudian diterima oleh transceiver di Stasiun Monitor dan dikirimkan ke komputer untuk diproses dan ditampilkan dilayar monitor untuk di overlaykan dengan peta jalan dan informasi lainnya

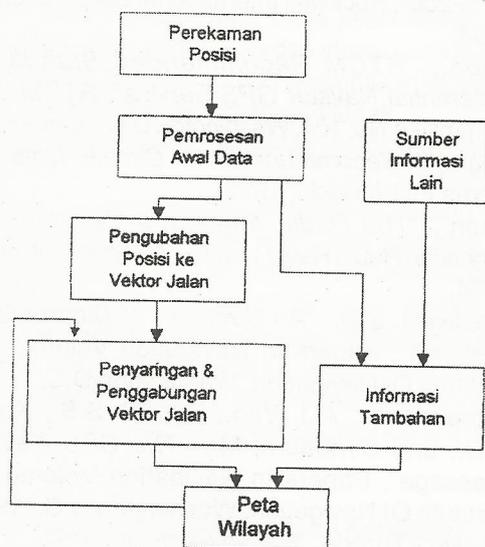
2.3 Sistem Pembuat Peta

Sistem pembuat peta bertujuan untuk menghasilkan peta yang sesuai untuk Sistem Navigasi Kendaraan. Termasuk dalam penentuan bentuk struktur data adalah faktor kecepatan pengolahan data dan efisiensi pemakaian memori. Dengan pemilihan struktur data yang tepat maka sistem navigasi akan dapat menampung data yang besar dan memproses dengan waktu yang relatif singkat.

Sistem Pembuat Peta dirancang agar dapat mempergunakan mode normal dan mode diferensial GPS (DGPS) tanpa mengadakan perubahan konfigurasi pada sistem. Untuk memanfaatkan mode diferensial, pada penerima GPS hanya perlu ditambahkan modal penerima data koreksi kesalahan dan Stasiun Referensi.

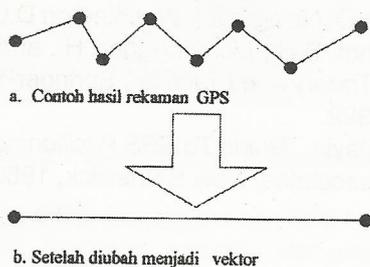
Pada Sistem Pembuat Peta, perangkat penerima GPS dipergunakan path tahapan perekaman posisi. Sistem perekam posisi menerima dan mengumpulkan data-data yang berasal dari GPS dan operator. Data yang diberikan operator adalah berupa informasi dan jalan yang sedang dilalui dan informasi tempat-tempat penting yang berada di sekitar jalan tersebut. Pada tahapan inilah

dilakukan pencatatan terhadap semua jalan pada wilayah yang akan dibuat petanya. Beberapa metoda perekaman posisi telah kami tetapkan untuk mendapatkan hasil perekaman yang memadai.



Gambar. 2.4 Proses pembuatan peta.

Tahapan berikut adalah tahapan pemrosesan awal data. Pada tahapan ini dilakukan penyaringan dan perbaikan data. Data-data yang tidak dapat diperbaiki akan dihilangkan pada tahapan ini. Selain itu juga dilakukan perbaikan-perbaikan terhadap kesalahan yang dilakukan oleh operator dalam memasukkan data. Selanjutnya pada tahapan ini dilakukan pemisahan antara data koordinat titik-titik jalan dan data koordinat posisi tempat-tempat penting.

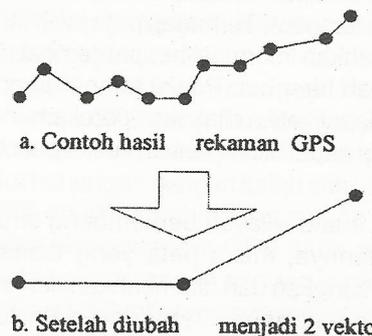


Gambar. 2.5 Contoh perubahan kumpulan titik ke vektor ruas jalan.

Setelah data posisi jalan dan tempat dipisahkan, dilakukan tahapan berikutnya, yaitu proses pembuatan vektor-vektor ruas jalan dan kumpulan titik-titik koordinat jalan yang telah direkam. Gambar 2.5 menunjukkan contoh umum hasil perekaman suatu ruas jalan. Dan Gambar 2.5.a terlihat bahwa hasil penunjukkan posisi oleh GPS mengandung kesalahan-kesalahan. Akibat

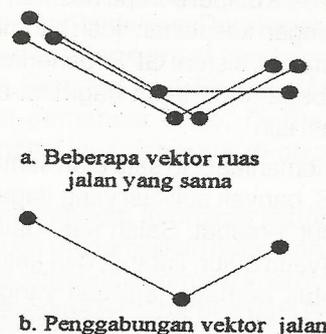
kesalahan-kesalahan perhitungan tersebut suatu ruas garis ditampilkan terputah-putah. Tahapan proses ini bertujuan untuk mengembalikan bentuk semula. Sedangkan pada Gambar 2.6 terlihat bahwa kumpulan titik itu harus diterjemahkan menjadi 2 vektor ruas jalan. Jalan dibagi menjadi beberapa ruas untuk mengikuti bentuk jalan yang melengkung.

Oleh karena itu telah dikembangkan algoritma untuk membedakan kelengkungan jalan dan patahan akibat kesalahan perhitungan GPS.



Gbr. 2.6 Perubahan kumpulan titik ke 2 vektor ruas jalan.

Tujuan lain dan perubahan ke bentuk vektor ini adalah untuk mengurangi jumlah data yang dibutuhkan untuk merepresentasikan suatu jalan. Sekumpulan titik-titik yang berada pada suatu jalan yang relatif lurus dapat diwakili oleh sepasang titik yang menyatakan ujung-ujung ruas jalan tersebut. Pada tahapan ini dikembangkan algoritma untuk menghasilkan ruas jalan seminimal mungkin tanpa kehilangan bentuk jalan tersebut.



Gambar 2.7 Masalah yang dihadapi pada proses penggabungan ruas jalan.

Setelah didapat vektor-vektor ruas jalan dari seluruh rute yang dilalui, dilakukanlah pemilihan dan penggabungan vektor-vektor jalan. Gambar 2.7 menunjukkan permasalahan yang dihadapi dalam tahapan ini. Karena suatu jalan dapat dilalui beberapa kali dalam tahap perekaman posisi, maka jalan tersebut mempunyai beberapa kumpulan ruas jalan yang hampir sama. Salah satu fungsi dan tahapan ini adalah untuk mengumpulkan

ruas-ruas jalan yang sama dan menggabungkan menjadi satu ruas jalan. Dengan demikian didapat suatu jalan akan dinyatakan dengan hanya satu kumpulan ruas jalan yang saling berhubungan.

Permasalahan lain yang dihadapi pada bagian ini adalah keperluan untuk menjaga hubungan antara sebuah jalan dengan jalan lain yang bersimpangan dengan jalan tersebut. Proses pemindahan ruas jalan harus memperhatikan hubungan ruas jalan tersebut dengan ruas-ruas jalan tetangga.

Setelah tahapan di atas dilalui, akan didapat peta jalan wilayah tersebut. Terhadap peta jalan ini selanjutnya akan ditambahkan informasi tempat-tempat penting yang ada di wilayah tersebut. Posisi tempat-tempat tersebut sebagian didapat ketika dilakukan perekaman posisi jalan. Sebagian lagi dapat ditambahkan ketika peta telah selesai dibuat.

Karena suatu wilayah berkembang terus termasuk keadaan jalannya, maka peta yang dihasilkan harus dapat dikembangkan dan ditambahkan dengan data-data baru, atau perubahan terhadap data lama. Untuk keperluan ini telah dikembangkan seperangkat fasilitas penyuntingan peta.

Sebelum dapat dipergunakan oleh sistem navigasi, peta perlu dikonversi ke suatu struktur data yang sesuai. Dengan mempergunakan struktur data ini, diharapkan sistem navigasi dapat mengolah peta secara cepat dan efisien.

III. KESIMPULAN

Sistem GPS merupakan sistem yang multi guna dan praktis dengan data output berupa besaran-besaran yang independen dengan kesalahan tidak akumulatif. Dengan kedua parameter ini, sistem GPS (penerima GPS) dapat digunakan sebagai data input bagi alat-alat ukur, dan aplikasi-aplikasi lain.

Dengan memanfaatkan satu atau semua data output penerima GPS, banyak aplikasi yang dapat memanfaatkan data output tersebut. Salah satu data output yaitu koordinat 3D (yaitu bujur, lintang, dan ketinggian) dapat digunakan untuk berbagai aplikasi yang bekerja berdasarkan kepada data posisi/koordinat suatu tempat pada setiap saat.

IV. DAFTAR PUSTAKA

1. Anon., "GPS10, GPS Board Set", Technical Specification. GARMIN, Kansas, July, 1993.
2. Anon., "Interface Control Document, Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces, ICD-GPS-200", Rockwell International Corporation, April, 1993.
3. Anon., "RTCM Recommended Standard For Differential Navstar GPS Service", RTCM Special Committee No. 104, Washington D.C., January, 1994.
4. Anon., "Telecommunications Circuits Data Book", Texas Instruments, 1993.
5. Anon., "The Radio Amateur's Handbook", The American Radio Relay League, Connecticut, January, 1974.
6. Blackwell, E.G., "An Overview of Differential GPS Methods", Papers in Navigation Volume ifi, The Institute Of Navigation, Washington D.C., 1986.
7. Dierendonck, A.J. Van., Russel, S.S., Kopitzke, E.R., and Birnbaum, M., "The GPS Navigation Message", Papers in Navigation Volume I, The Institute Of Navigation, Washington D.C., 1980.
8. Kayser - Threde, "Bahan Seminar GPS".
9. Logsdon Tom, "The NAVSTAR Global Positioning System", Van Nostrand Reinhold, New York, 1992.
10. Milliken, R.J., and Zoller, C.J., "Principle of Operation of Navstar and System Characteristics", Papers in Navigation Volume I, The Institute Of Navigation, Washington D.C., 1980.
11. Ott, Henry. W., "Noise Reduction Techniques In Electronic Systems", John Wiley & Sons, New York, 1988.
12. Proakis, John G., "Digital Communications", McGraw-Hill, Singapore, 1983.
13. Spilker, J.J., "Signal Structure and Performance Characteristics", Papers in Navigation Volume I, The Institute Of Navigation, Washington D.C., 1980.
14. Wellenhof, B.H., Lichtenegger, H., and Collins, J., "GPS, Theory and Practice", Springer-Verlag, New York, 1992.
15. Wells, David, "Guide To GPS Positioning", Canadian GPS Associates, New Brunswick, 1986.

PERANCANGAN PENGUAT FREKUENSI TINGGI (902-928 MHZ) DENGAN MENGGUNAKAN TEKNOLOGI FILM TEBAL

Yuyu Wahyu ^{*)}, Yudi Yuliyus M ^{*)}, dan Lilis Retnaningsih ^{*)}

ABSTRACT

Amplifier for microwave (902 MHz - 928 MHz) has been designed using transistor MRF 571 component and alumina substrate composed by silver. The design was made to enhance the ability of design and development of microwave circuits, Using thick film technology. This design used microstrip technique and simulated by microwave harmonica. The thick film technology is used here, because it can reduce size from amplifier. The measuring showed that gain is 9,831 dB at center frequency 915 MHz

INTISARI

Telah dirancang penguat frekuensi tinggi (902 Mhz - 928 Mhz) dengan menggunakan komponen transistor *MRF 571* dan bahan subtrat *alumina* yang dilapisi oleh bahan perak. Perancangan ini dilakukan untuk meningkatkan kemampuan dalam merancang bangun rangkaian frekuensi tinggi menggunakan teknologi film tebal. Proses pembuatannya dirancang menggunakan teknik mikrostrip yang disimulasikan oleh *software (microwave harmonica)*. Teknologi film tebal digunakan dalam disain, karena dapat memperkecil bentuk fisik dari penguat. Hasil pengukuran memperlihatkan nilai penguat 9,8 dB pada frekuensi center (fc) 915 Mhz.

1. PENDAHULUAN

Pada saat ini peralatan telekomunikasi yang digunakan banyak diimpor dari luar negeri, dan belum ada usaha-usaha yang serius dari pihak-pihak dalam negeri untuk membuat dan mengembangkannya. Apalagi perkembangan teknologi telekomurnkasi pada daerah frekuensi tinggi memerlukan penguasaan teknologi perancangan, dan realisasi komponen-komponen frekuensi tinggi. Jadi

penelitian tentang rangkaian frekuensi tinggi perlu ditingkatkan sesuai dengan kemajuan dan kebutuhan industri telekomunikasi yang terus berkembang. Dalam pembuatan rangkaian frekuensi tinggi tidak dapat menggunakan keseluruhan metoda-metoda dan bahan yang berlaku pada frekuensi rendah melainkan menggunakan teknik mikrostrip. Teknik ini adalah salah satu cara yang digunakan secara luas dalam pembuatan rangkaian-rangkaian frekuensi tinggi untuk meminimasi ukuran dan menggantikan komponen-komponen pasif (induktor dan kapasitor). Pada perancang penguat frekuensi tinggi metode yang digunakan adalah mendesain rangkaian dengan menggunakan simulasi dan *software microwave harmonica* untuk mengetahui unjuk kerja dan rangkaian yang dirancang. Pada realisasinya untuk pembuatan layout PCB rangkaian dan pembuatan jalur-jalur mikrostrip menggunakan teknologi film tebal. Maksud dan tujuan perancangan adalah untuk meningkatkan kemampuan dalam rancang bangun rangkaian penguat frekuensi tinggi. Khususnya dalam perancangan penyesuai impedansi dan proses pembuatan menggunakan teknologi film tebal. Hasil perancangan ini akan diaplikasikan pada peralatan telemetri.

2. TEORI DASAR

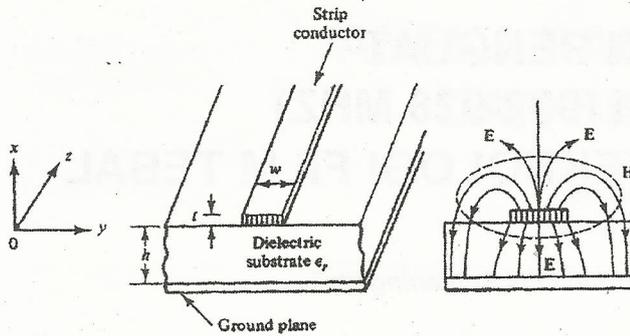
2.1 Saluran Mikrostrip

Mikrostrip terdiri dari jalur konduktor berbentuk strip dan lapisan pentanahan, antara keduanya terdapat bahan dielektrik. Lebar strip konduktor adalah w , ketebalan lapisan konduktor adalah t , sedangkan ketebalan bahan dielektrik sebagai subtrat adalah h , seperti ditunjukkan dalam Gambar 2.1. Dalam perakteknya rangkaian terpadu frekuensi tinggi, nilai h berkisar antara 0.1 mm sampai dengan 2 mm dan t berkisar antara 1 mikron sampai

Korespondensi:

*) Peneliti Puslit Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI

dengan 30 mikron.



Gambar 2.1. Struktur dasar mikrostrip

Struktur dasar mikrostrip yang terbuka ini menyebabkan saluran ini peka terhadap berbagai gangguan interferensi dan luar, serta rugi-rugi radiasinya menjadi relatif besar. Tetapi struktur tersebut memberikan keuntungan tersendiri dan membuat pemakaian mikrostrip meluas, yaitu proses realisasi rangkaian dan perakitan komponen pendukung lain ke permukaan amat mudah. Oleh sebab itu mikrostrip sesuai untuk desain rangkaian hybrid, yaitu suatu rangkaian dengan satu atau lebih komponen pendukung diletakkan diatas lempengan substrat yang telah memiliki pola konduktor atau pola komponen pasif terlebih dahulu.

2.2 Lingkaran Kesetabilan

Penguat daya maksimum (*Gmaks*) pada penguat frekuensi tinggi tanpa umpan balik eksternal didefinisikan sebagai penguat daya maju saat masukan dan keluaran dalam keadaan bersesuaian bersama dan sekawan (*simultaneous and conjugate match*). Keadaan bersesuaian sekawan berarti bahwa koefisien pemantulan sumber Γ_s sama dengan koefisien pemantulan masukan Γ_{in} sekawan dan koefisien pemantulan beban Γ_L sama dengan koefisien pemantulan keluaran Γ_{out} sekawan.

Untuk penguat frekuensi tinggi yang stabil tak bersyarat, besaran S_{11} , S_{22} , Γ_{in} dan Γ_{out} harus lebih kecil dari satu dan faktor kesetabilan K transistor harus lebih besar dari satu dan positif. Nilai K dihitung dan persamaan.

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

Batas kesetabilan diberikan oleh:

$$\Gamma_{in} = 1 = \left| S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L} \right|$$

$$R_{out} = 1 = \left| S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_S}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_S} \right| \tag{2-2}$$

Substitusikan nilai nyata dan imajiner untuk parameter S dan persamaan diatas menghasilkan penyelesaian untuk Γ_s dan Γ_L seperti di bawah ini,

$$cs \text{ (pusat lingkaran } \Gamma_s) = \frac{C_S^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \tag{2-3}$$

$$rs \text{ (jari-jari lingkaran } \Gamma_s) = \frac{|S_{12} \cdot S_{21}|}{\left| |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \tag{2-4}$$

$$c_L \text{ (pusat lingkaran } \Gamma_L) = \frac{C_L^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \tag{2-5}$$

$$r_L \text{ (jari-jari lingkaran } \Gamma_L) = \frac{|S_{12} \cdot S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \tag{2-6}$$

Koefisien pemantulan impedansi sumber yang dibutuhkan untuk bersesuaian dari penguat untuk penguatan maksimum adalah:

$$\Gamma_{Sm} = C_S^+ \left[\frac{B_S \pm \sqrt{B_S^2 - 4|C_S|^2}}{2|C_S|^2} \right] \tag{2-7}$$

Koefisien pemantulan impedansi beban yang dibutuhkan untuk bersesuaian dari penguat untuk penguatan maksimum adalah:

$$\Gamma_{Lm} = C_L^* \left[\frac{B_L \pm \sqrt{B_L^2 - 4|C_L|^2}}{2|C_L|^2} \right] \tag{2-8}$$

3. PERANCANGAN

Penguat yang dirancang mempunyai frekuensi kerja 902 MHz - 928 MHz, impedansi input output 50 Ω , bahan PCB substrat Alumina dengan tingkat kemurnian 96%, sedangkan Strip konduktornya Perak. Komponen utama digunakan transistor NPN silicon high-Frequency jenis MRF571 dengan parameter S untuk frekuensi 915 MHz path $V_{CE} = 6$ Volt, $I_C = 10$ mAmpere adalah:

$$S_{11} = 0,58 \angle 172^\circ \quad S_{12} = 0,08 \angle 50^\circ$$

$$S_{21} = 3,87 \angle 79^\circ \quad S_{22} = 0,16 \angle -88^\circ$$

3.1 Perhitungan

Dari parameter S ini dapat menghitung penyesuaian impedansi input dan output yang dibutuhkan untuk

mencapai 50 Ω . Penyesuai impedansi ini nantinya akan direalisasikan dengan menggunakan teknik microrip. Langkah-langkah perhitungannya adalah:

- Pertama, dicari terlebih dahulu kostanta kesetabilan

Kriteria kesetabilan suatu penguat dapat ditentukan oleh angka kesetabilan (K). dari persamaan dan parameter S, maka angka kesetabilan penguat adalah:

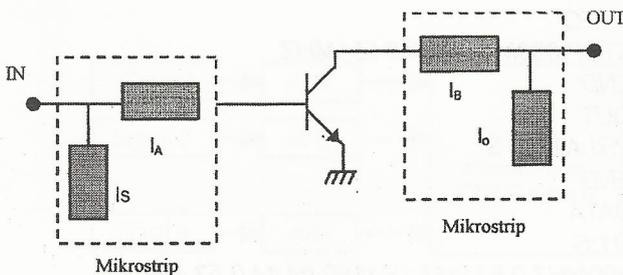
$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12} \cdot S_{21}|} = 1,07$$

Dengan nilai K > 1, berarti transistor dalam keadaan stabil sehingga tidak perlu ditentukan lingkaran kesetabilan.

- Kedua, tentukan penyesuai impedansi input dan output

Untuk bagian penyesuai impedansi input, berdasarkan rumus-rumus pada teori diperoleh open stup dengan panjang $0.1915\lambda = 24.12\text{mm}$, $Z_o=50\Omega$ dan dihubungkan dengan jalur transmisi dengan panjang $0.046\lambda = 5.89\text{ mm}$, $Z_o=50\Omega$.

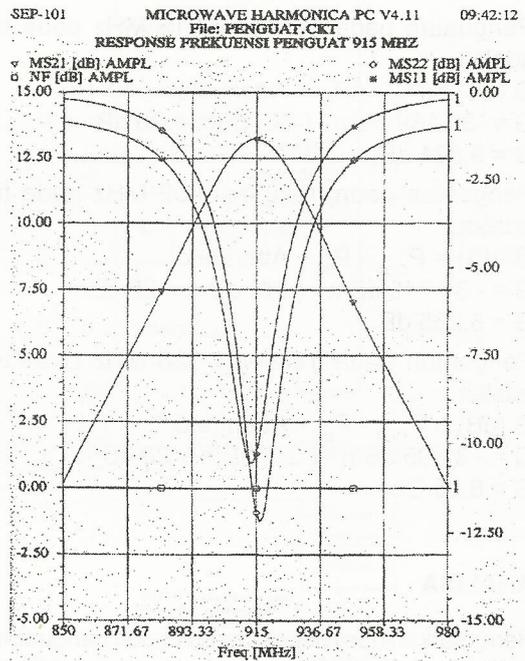
Untuk bagian penyesuai impethnsi output, berdasarkan rumus-rumus pada teori diperoleh open stup dengan panjang $0.336\lambda = 43.01\text{mm}$, $Z_o=50\Omega$ dan dihubungkan dengan jalur transmisi dengan panjang $0.098\lambda = 12.54\text{ mm}$ $Z_o = 50\Omega$. Rangkain mikrostrip penyesuai impedansi dapat dilihat pada Gambar 3.2.



Gambar 3.1 Rangkaian disain mikrostrip penyesuai impedansi

3.2 Simulasi dan Optimasi

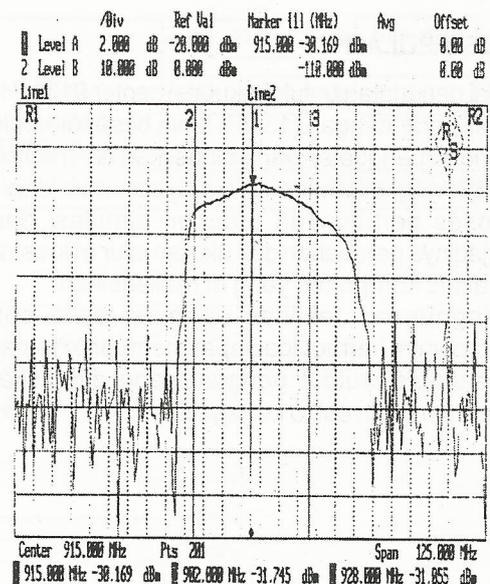
Untuk mengetahui unjuk kerja dan rangkaian penguat yang dirancang, rancangan rangkaian terlebih dahulu disimulasikan dengan menggunakan bantuan software microwave harmonica, grafik hasil optimasi diperlihatkan pada gambar 3.1 sedangkan listing program dapat dilihat pada lampiran 1.



Gambar 3.1 Respon frekuensi hasil simulasi

4. HASIL PENGUKURAN

Pengukuran yang dilakukan bertujuan untuk mengetahui hasil dan unjuk kerja meliputi besar level penguatan dan bandwidth, hasil ukur dapat dilihat pada Gambar 4.1.



Gambar 4.1 Hasil Pengukuran dengan span frekuensi 125 MHz.

Dari gambar grafik tersebut dapat dihasilkan data sebagai berikut:

- Penguatan pada frekuensi 915 MHz pada titik 1 adalah:
 $G \text{ (dB)} = P_{\text{OUT}} - P_{\text{IN}} + \text{Attenuator}$
 $G = -30.169 \text{ dBm} - (-20) \text{ dBm} + 20 \text{ dB}$
 $G = 9,831 \text{ dB}$
- Penguatan pada frekuensi 902 MHz pada titik 2 adalah:
 $G \text{ (dB)} = P_{\text{OUT}} - P_{\text{IN}} + \text{Attenuator}$
 $G = -31.745 \text{ dBm} - (-20) \text{ dBm} + 20 \text{ dBm}$
 $G = 8.255 \text{ dB}$
- Penguatan pada frekuensi 928 MHz pada titik 3 adalah:
 $G \text{ (dB)} = P_{\text{OUT}} - P_{\text{IN}} + \text{Attenuator}$
 $G = -31.05 \text{ dBm} - (-20) \text{ dBm} + 20 \text{ dB}$
 $G = 8.95 \text{ Db}$

5. ANALISA

Berdasarkan hasil pengukuran respon penguatan dari prototype penguat satu tingkat, untuk daerah 902 MHz - 928 MHz adalah dari 8.255 dB sampai dengan 9,831 dB. Hasil penguatan frekuensi center 915 MHz pada realisasi (9,831dB) tidak sama dengan perancangan (13 dB) di sebabkan oleh:

- Ukuran-ukuran jalur- jalur mikrostrip yang mengalami perubahan akibat dari proses pembuatan film positif.
- Komponen-komponen yang digunakan.
- Tegangan bias pada transistor pada saat pengukuran berbeda dengan yang diasumsikan pada saat menggunakan parameter S dalam perancangan.

6. KESIMPULAN

- Nilai penguatan untuk frekuensi center 915 MHz pada hasil perancangan (13 dB) lebih besar dibandingkan dengan penguatan yang dihasilkan dari realisasi alat (9,831 dB), dikarenakan adanya asumsi ideal dalam proses perhitungan ataupun simulasi dan juga terjadinya perubahan dari ukuran jalur mikrostrip serta kualitas komponen yang di realisasikan.
- Penggunaan fasilitas optimasi pada software microwave harmonica dapat membantu tercapainya spesifikasi output penguat yang diinginkan dan memperkecil resiko kegagalan.

Daftar Pustaka

1. Compact software, microwave harmonica linear circuits, compact software Inc. 1991.
2. Compact software, microwave harmonica user's guide, compact software mc, 1991.
3. Edwards, T.C. Foundation For Mikrostrip Circuit Design. John Wiley & Sons. 1987.
4. Liao, Samuel Y. Microwave Circuits Analysis and Amplifier design. Prentice-hall inc. 1987.
5. Motorola, RF Device data, Motorola inc. 1994.

Lampiran 1

Listing Program Simulasi untuk daerah frekuensi 850 MHz - 980 MHz

*PENGUAT GELOMBANG MIKRO 915 MHZ
 *MRF 571 VCE=6V IC=10MA

BLK

TRL 3 5 W=0.76MM P=5.89MM SUB

OST 3 W=0.76MM P=24.12MM SUB

TRL 89 W=0.76MP=12.54MM SUB

OST 9 W=0.76MM P=43.0,1MM SUB

CAP 23 C=100PF

CAP 911 C=JO0PF

TWO 5 8 0 Q1

RES 6 7 R=54KOH

RES 7 12 R=1.2KOH

IND 5 6 L=0.1UF

IND 7 8 L=0.1UF

BIAS 120 V=18

AMPL: 2POR 3 9

END

FREQ

STEP 850MHZ 980MHZ 1MHZ

END

OUT

PRI AMPL S

END

DATA

Q1:S

200MHZ 0.64 -111 15 1180.04 44 0.53 - 59

500MHZ 0.58 - 160 6.9 93 0.06 42 0.27 - 77

1 000MHZ 0.59 168 3.7 77 0.09 52 0.16 - 91

1500MHZ 0.63 151 2.5 64 0.12 56 0.16 - 113

2000MHZ 0.67 134 2.0 53 0.16 57 0.16 - 118

END

SALURAN PEMBENTUK PULSA DURASI VARIABEL UNTUK RADAR PERINGATAN DINI

Syamsu Ismail dan lip Syarif Hidayat *)

ABSTRACT

In a Radio Frequency pulsed radar system, the duration of emitted RF Power has a great deal role to determine the resolution and maximum distance of coverage area which can be reached by the radar system. In a conventional radar system, if the RF pulsed power duration too wide, the problem would be met for short distance target. If it is too short, there is still a problem for long distance signal reception. At the first case, the wider pulse duration will give a result image blank area for short distance and lower resolution, because the pulse duration is identical with the distance of target. Whereas at the second case, the problem is very practical at the transmitter itself. To generate very short duration of high power RF signal, it is needed to provide very high pulse amplitude at a modulator unit. By a changing the pulsed RF power duration, which is synchronized with the tilting of antenna, the above problems can be solved.

INTISARI

Durasi pulsa pancar, dalam sistem radar pulsa, mempunyai peranan cukup besar dalam menentukan jarak pantauan maksimum yang dapat dicakup oleh sistem. Bila durasi pulsa terlalu lebar, sistem radar konvensional, maka akan timbul masalah pada pemantauan jarak dekat. Sedangkan penggunaan durasi pulsa sempit, maka masalah yang akan timbul pada penerimaan sinyal pantul dari target berjarak jauh. Dalam kasus pertama, permasalahan timbul akibat durasi terlalu lebar akan menghasilkan *blank area* cukup luas, karena durasi pulsa adalah identik dengan jarak. Sedangkan pada kasus kedua, masalah yang muncul adalah hal teknis di dalam pemancar itu sendiri, yaitu untuk memperoleh daya output RF yang besar dengan durasi pulsa sempit, maka diperlukan amplituda pulsa yang tinggi. Dengan teknik durasi variabel yang sinkron dengan *tilting* antena masalah di atas dapat diatasi.

I. PENDAHULUAN

Daerah deteksi, atau detection range, dari suatu sistem radar terutama merupakan fungsi dari tiga parameter. Ketiga parameter tersebut adalah daya Frekuensi Radio yang dipancarkan, penguatan dari antena, dan kepekaan penerima. Dengan menaikkan daya pancar, maka akan menaikkan energi RF yang diradiasikan via antena dan pada gilirannya akan akan memperbesar sinyal pantul. Penguatan antena adalah suatu ukuran dari energi yang diradiasikan dalam arah sasaran yang dibandingkan terhadap radia energi yang merata^[3] di segala arah. Sensitifitas, atau kepekaan penerima merupakan kemampuan penerima mendeteksi sinyal pantul dari suatu sasaran. Secara terperinci dapat diuraikan bahwa jarak pantau maksimum (*Range-maximum*) erat sekali hubungannya dengan daya pancar, daya yang hilang pada saluran transmisi pemancar maupun penerima, penguatan antena pemancar dan penerima frekuensi kerja, bentuk dan ukuran target, kepekaan dan faktor lain dari penerima.

Sinyal pantulan dari sasaran akan diproses oleh rangkaian detektor. Di dalam rangkaian detektor sendiri terdapat sinyal derau atau *noise* yang menyertai sinyal tersebut. *Noise* di dalam rangkaian penerima mungkin dibangkitkan oleh penerima itu sendiri atau dapat juga *noise* yang datang dari luar, seperti *galaxy noise*, gelombang atmosferis dan sebagainya. Salah satu bagian *noise* yang dibangkitkan oleh rangkaian penerima adalah *Thermal noise* yang proporsional terhadap temperatur T dan tebal pita frekuensi B dari rangkaian penerima. *Thermal noise* yang timbul adalah $N_T = kTB$, dimana k adalah konstanta Boltzman sama dengan $1,38 \times 10^{-23}$ joule per derajat. N_T hanya mewakili satu bagian dari *noise* di dalam penerima. Untuk menghitung *noise* N_T harus dikalikan dengan Noise Figure F dari penerima, sehingga *noise* total menjadi N , yaitu

$$N = FkTB \dots\dots\dots 1.1$$

dimana N merupakan *noise* penerima dengan masukan temperatur T . Sebagai catatan bahwa termal *noise* N_T bergantung pada temperatur operasi penerima dan lebar

Korespondensi:

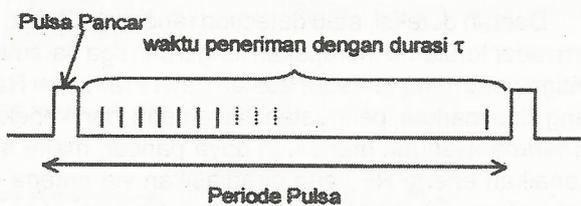
*) Syamsu Ismail dan lip Syarif Hidayat adalah Peneliti di Pusat Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI.

pita frekuensi filter.

Dalam sistem radar yang penggunaan antena bersama, untuk pemancar maupun penerima, maka penerima akan dimatikan pada saat pemancar bekerja. Dalam hal ini, noise penerima harus dikalikan dengan bagian kecil dan perioda repetisi frekuensi (*Pulse Repetition Frequency PRF*), yaitu pada saat penerima terbuka. Bagian kecil tersebut adalah

$$d_R = \frac{T_R - \tau}{T_R} \dots\dots\dots 1.2$$

dengan τ adalah durasi pulsa pancar, dan d_R adalah duty factor untuk penerima. Untuk radar dengan PRF rendah maka d_R mendekati satu dan dapat diabaikan. Gambar 1.1 menunjukkan pulsa transmisi dengan PRF rendah.



Gambar 1.1 Pulsa transmisi untuk PRF rendah

Sinyal penerimaan radar P_R faktor daya hilang total diperhitungkan adalah^[9]

$$P_R = \frac{PG^2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3R^4L} \dots\dots\dots 1.3$$

dengan P , G , λ , σ , R , dan L berturut-turut adalah daya pancar, penguatan antena pemancar dan penerima, panjang gelombang RF, *radar target cross section*, jarak target terhadap posisi radar, dan total kehilangan daya dalam transmisi. Kombinasi persamaan 1.1 dan 1.2 menghasilkan perbandingan sinyal terhadap noise, dimana sinyal dalam hal itu adalah P_R .

$$\left(\frac{S}{N}\right)_p = \frac{PG^2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3R^4L} \times \frac{1}{FKTB} \dots\dots\dots 1.4$$

dimana $\left(\frac{S}{N}\right)_p$ adalah merupakan perbandingan sinyal terhadap noise per pulsa.

Jika sejumlah pulsa diintegrasikan tanpa terjadi losis integrasi, maka S/N total merupakan produk SNR dan jumlah pulse yang diintegrasikan^[9], yang dinyatakan dalam persamaan 1.5.

$$\frac{S}{N} = \frac{PG^2\lambda^2\sigma(n)}{(4\pi)^3R^4L(FKTB)} \dots\dots\dots 1.5$$

Jumlah pulsa yang dinitegrasikan diekspresikan sebagai produk dan waktu iluminasi target oleh radar T_i dan jumlah dari pulsa pancar per detik, yaitu $n = T_i (PRF)$. Untuk

sistem pemancar dan penerima disesuaikan, atau match, lebar pita frekuensi B penerima harus berbanding terbalik terhadap durasi pulse τ , yaitu $B = 1/\tau$, maka persamaan 1.5 dapat ditulis sebagai berikut

$$\frac{S}{N} = \frac{PG^2\lambda^2\sigma(T_i (PRF))\tau}{(4\pi)^3R^4L(FKT)} \dots\dots\dots 1.6$$

Jika semua factor persamaan 1.6 selain τ kita anggap sebagai konstanta C , maka persamaan tersebut dapat ditulis

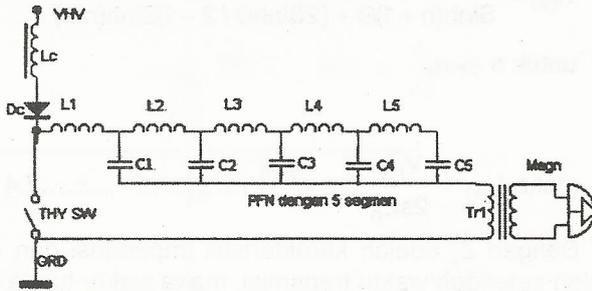
$$\frac{S}{N} = C.\tau \dots\dots\dots 1.7$$

Dari persamaan 1.6 dapat dilihat bahwa durasi pulsa menentukan besarnya perbandingan sinyal terhadap noise S/N , selama frekuensi pengulangan PRF tetap. Besarnya perbandingan sinyal terhadap noise akan menentukan seberapa baik sinyal pantul yang masuk dan masih dapat dikenali oleh sistem penerima. Semakin besar S/N yang diperoleh, maka semakin mudah sinyal tersebut dikenali. Dalam sistem radar pulsa peringatan dini yang menggunakan osilator berdaya tinggi, seperti *Biased Diode Magnetron*, biasanya menggunakan *artificial line* sebagai jaringan pembentuk pulsa. Oleh karena itu, untuk mengubah durasi pulsa maka bisa dilakukan dengan mengubah nilai komponen dari rangkaian tersebut.

Kegunaan suatu jaringan pembentuk pulsa, *Pulse Forming Network PFN*, di dalam sistem pemancar radar pulsa adalah sebagai penyimpan sejumlah energi yang dibutuhkan untuk membentuk pulsa sempit tunggal dan kemudian melontarkan energi tersebut ke dalam beban dalam bentuk tertentu. Energi tersebut tersimpan di dalam suatu elemen kapasitif, induktif, atau kombinasi dari keduanya.^[2] Salah satu jenis PFN adalah *voltage fed network*, atau jaringan pencatu tegangan, yaitu jaringan dengan penyimpan energi kapasitif dalam bentuk medan elektrostatik. Jenis jaringan yang lain yaitu dengan elemen penyimpan energi induktif disebut *Current Fed Network*. Dalam radar pulsa dengan power osilator yang menggunakan elemen switch banyak menggunakan jaringan pembentuk pulsa jenis Jaringan Pencatu Tegangan, karena hanya dengan tipe ini suatu *Gaseous-Discharge Switch*, seperti *Spark Gap*, *Hydrogen Thyatron*, dapat digunakan.^[2] Pemancar radar peringatan dini biasanya menggunakan elemen *Switch Spark Gap* atau *Hydrogen Thyatron*. Oleh karena itu, sebagai fokus bahasan di dalam tulisan ini adalah jaringan pembentuk pulsa variabel dengan jenis jaringan Pencatu Tegangan.

Penurunan matematis secara umum untuk menentukan elemen-elemen jaringan pembentuk pulsa pada pembangkit pulsa sembarang yang akan dibahas adalah untuk *Voltage Fed Network*. Gamb 1.2 menggambarkan jaringan pembentuk pulsa PFN di dalam rangkaian pembangkit pulsa modulator radar tipe lini.

Diasumsikan bahwa energi elektrostatis tersimpan di dalam kapasitor C_N , setelah C_N charged. R_M adalah nilai tahanan dinamis dan magnetron, R_M merupakan tahanan R_M yang sudah ditransfer ke primer trafo pulsa, tahanan ini merupakan tahanan beban dan PFN, dalam pentahapan ini disebut R_L .



Gambar 1.2 Jaringan Pembentuk Pulsa di dalam modulator radar tipe lini.

Arus listrik di dalam rangkaian dibatasi oleh syarat-syarat praktis sehingga membatasi nilai minima dan maksima. Untuk mempermudah, hal itu dapat dianalisa dengan menggunakan metoda Transformasi Laplace.^[2] Transformasi arus yang diperoleh dari Transformasi Laplace yaitu

$$I(s) = \int_0^{\infty} I(t)e^{-st} dt \dots\dots\dots 1.8$$

Persan dalam rangkaian adalah

$$\left(R_L + Z_C + \frac{1}{sC_C} \right) = \frac{Q_C}{sC_C} = \frac{V_{HV}}{s} \dots\dots\dots 1.9$$

dengan C_C adalah kapasitansi penyimpanan energi elektrostatis, Q_C adalah muatan awal C_C . Nilai tahanan R_L adalah $N^2 \cdot R_M$.

Amplituda $I(s)$ bergantung pada nilai V_{HV} dan muatan awal C_C , dimana V_{HV} ditentukan saat disain. Nilai Z_0 dapat dicari sebagai berikut

$$Z_C = \frac{V_{HV}}{sI(s)} - R_L - \frac{1}{sC_C} \dots\dots\dots 1.10$$

Untuk penyederhanaan, diasumsikan bahwa arus pulsa adalah segi empat dengan durasi τ dan R_L merupakan resistansi murni, sehingga $I(s)$ dari persamaan 1.8 dapat ditulis

$$I(s) = \frac{I_L}{s} (1 - e^{-s\tau}) \dots\dots\dots 1.11$$

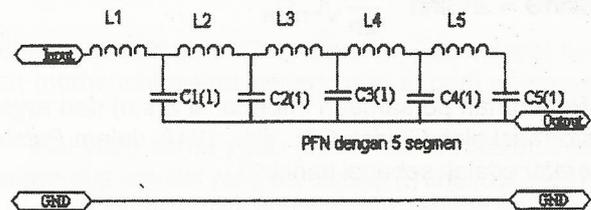
jika persamaan 1.11 disubstitusikan ke dalam persamaan 1.10, dan diuraikan lebih lanjut akan diperoleh persamaan 1.12 berikut ini

$$Z_C + \frac{1}{sC_C} = R_L \text{Coth}\left(\frac{s\tau}{2}\right) \dots\dots\dots 1.12$$

dengan $Z_C + \frac{1}{sC_C} = Z_0$ adalah karakteristik impedansi dan jaringan transmisi murni rangkaian terbuka. Persamaan 1.12 memberikan pengertian bahwa $Z_0 = R_L$ dan waktu transmisi $\delta = \tau/2$. Z_C dalam persamaan 1.10 adalah nilai impedansi yang secara fisik cukup sulit untuk menentukan bentuk rangkaian lump. Belum ada metode yang dapat digunakan langsung mengubah ke dalam bentuk sederhana. Pengembangan PFN yang mensimulasi saluran transmisi adalah masalah matematis dalam sintesa jaringan, misalnya penurunan dengan prinsip Rayleigh .

2. JARINGAN PEMBENTUKAN PULSA

Sebagai aplikasi prinsip Rayleigh pada saluran transmisi menghasilkan jaringan dua port. Sifat saluran diselidiki dengan menurunkan persamaan impedansinya. Gambar 2.1 adalah simulasi dari jaringan dua port dengan prinsip Rayleigh.



Gambar 2.1 Simulasi jaringan dua port dengan prinsip Rayleigh^[3].

Fungsi matematis impedansi di dalam jaringan dapat diperoleh dengan memasukan sejumlah persamaan jaringan dua port. Persamaan dari tiap-tiap mesh, kecuali awal dan akhir, adalah sebagai berikut^[15]

$$-\frac{I_{m-1}(s)}{sC} + \left(sL + \frac{2}{sC} \right) I_m(s) - \frac{I_{m+1}(s)}{sC} = 0 \dots\dots\dots 2.1$$

dengan m adalah mesh ke n saluran. Sebagai solusi umum dari persamaan diferensial adalah

$$I_m(s) = Ae^{m\theta} + Be^{-m\theta}$$

dengan A dan B adalah konstanta sebarang, dan Cosh $\theta = 1 + [LC/2]s^2$. Rangkaian simulasi gambar 2.1 terdiri dari elemen reaktif murni sepanjang $R_{LN} = 0$ dan $R_C = \alpha$. Solusi konstanta A dan B untuk persamaan transformasi

arus dan mereduksi fungsi-fungsi hiperbolikus menghasilkan $I_{1(s)}$ ^[2]

$$I_{1(s)} = CV_{HV} \frac{\text{Sinh}(n\Theta)}{\text{Sinh}(n+1)\Theta - \text{Sinh}(n\Theta)}$$

dengan jumlah segmen sebanyak n, maka bentuk persamaan transformasi untuk impedansi jaringan fungsi dan jumlah dari frekuensi adalah

$$Z_{(s,n)} = \frac{V_{HV}}{sI_{1(s)}} = \frac{1}{sC} \left(\frac{\text{Sinh}(n+1)\Theta}{\text{Sinh}(n\Theta)} - 1 \right) \dots\dots\dots 2.2$$

untuk $n \rightarrow \alpha$ diperoleh impedansi sebesar

$$Z_{(\alpha)} = \lim_{n \rightarrow \alpha} Z_{(s,n)} \\ = \lim_{n \rightarrow \alpha} \frac{1}{sC} [\text{Cosh}\Theta + \text{Coth}(n\Theta)\text{Sinh}\Theta - 1]$$

dengan $\text{Cosh}\Theta = 1 + \frac{LC}{2}s^2 = 1 + \frac{LnC}{2n^2}ns^2$ dan

$$\text{Sinh}\Theta = \sqrt{\text{Cosh}^2\Theta - 1} = \frac{1}{n} \sqrt{LnC_n} \cdot s \sqrt{1 + \frac{LnC_n}{4n^2}}$$

$$\text{Sinh}\Theta = 2n \text{Sinh}^{-1} \frac{s}{2n} \sqrt{LnC_n}$$

Penurunan persamaan impedansi $Z(s,n)$ dan arus transformasi oleh Glasol, G.N. dkk, 1948, dalam *Pulse Generator* adalah sebagai berikut^[2]

$$Z_{(\alpha)} = \lim_{n \rightarrow \alpha} Z_{(s,n)} \\ = \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} \cdot \text{Coth}(s\sqrt{L_n C_n}) = Z_n \text{Coth}\delta s \dots\dots\dots 2.3$$

Tahanan beban setara untuk jaringan gambar 2.1 adalah $R_L = Z_n$, sehingga

$$R_L = Z_n = \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ maka arus cabang mesh 1}$$

$$\text{adalah } I_{1(s)} = \frac{\frac{V_{HV}}{s}}{\left(Z_n + \frac{1}{sC} \left\{ \frac{\text{Sinh}(n+1)\Theta}{\text{Sinh}n\Theta} - 1 \right\} \right)} \\ I_{1(s)} = \frac{C \cdot V_{HV}}{\left(s\sqrt{LC} + \left\{ \frac{\text{Sinh}(n+1)\Theta}{\text{Sinh}n\Theta} - 1 \right\} \right)}$$

$$\text{Cosh}\Theta - 1 = \frac{LC}{2}s^2 ; s = 2\sqrt{\frac{1}{LC}} \text{Sinh} \frac{\Theta}{2} ; \text{ dan}$$

$$s\sqrt{LC} = 2\text{Sinh} \frac{\Theta}{2}, \text{ maka } I_{1(s)} \text{ menjadi}$$

$$I_{1(s)} = \frac{CV_{HV}\text{Sinh}(n\Theta)}{\text{Sinh}(n+1)\Theta + (2\text{Sinh}\Theta/2 - 1)\text{Sinh}(n\Theta)}$$

untuk $n \rightarrow \alpha$,

$$\text{maka } I_{(\alpha)} = \frac{V_{HV}}{2sZ_n} (1 - e^{\delta s}) \dots\dots\dots 2.4$$

Dengan Z_n adalah karakteristik impedansi dan δ adalah setengah waktu transmisi, maka waktu tunda τ adalah

$$\tau = 2\sqrt{L_n C_n} \dots\dots\dots 2.5$$

$$\text{dan } Z_n = \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} \dots\dots\dots 2.6$$

Amplituda puncak arus pulsa adalah I_p adalah

$$I_p = \frac{V_{HV}}{2Z_n} \dots\dots\dots 2.7$$

3. JARINGAN DURASI PULSA VARIABEL

Dua keadaan yang ditangani oleh jaringan pembentuk pulsa adalah saat pengisian muatan, dan pengosongan, atau *charging* dan *discharging*. Pengisian terjadi dalam waktu cukup lama, yaitu setengah perioda resonansi dan induktor reactor pengisian dengan kapasitansi jaringan,

$\pi\sqrt{L_n C_n}$. Sedangkan waktu pengosongan terjadi sangat singkat, yaitu pada saat elemen switch tertutup. Waktu pengosongan ini adalah saat terbentuk pulsa dengan durasi tertentu. Beban rangkaian dan generator pulsa sistem radar adalah tahanan dinamis dari magnetron. Nilai tahanan saat aktif berkisar antara ratusan ohm sampai sekitar seribu lima ratus ohm. Oleh karena itu, nilai impedansi karakteristik dari PFN harus menyesuaikan, hal ini penting agar perbandingan jumlah lilitan primer dan sekunder dari trafo pulsa dapat ditentukan sedemikian rupa untuk memperoleh transfer energi yang optimum dan generator pulsa ke dalam magnetron.

Perhitungan nilai kapasitansi dan induktansi pada jaringan pembentuk pulsa durasi variabel, seperti halnya pada *PFN-Fixed Duration*, dimulai dengan lebar pulsa yang diinginkan, kemudian impedansi karakteristik jaringan. Persamaan 2.5 dan 2.6 dapat digunakan sebagai formula untuk menentukan nilai kapasitansi dan induktansi dari

jaringan. Elemen reaktif pada PFN dengan durasi variabel dibuat elemen fixed untuk masing-masing durasi yang diinginkan. Untuk memperoleh durasi yang berbeda, maka digunakan kontak mekanis yang diatur oleh sebuah kontrol yang menentukan posisi kontak. Dalam prakteknya dibuat salah satu elemen fixed, dalam hal ini induktansi, kemudian elemen lain nilainya berubah. Jika persamaan 2.5 dan 2.6 dikombinasikan akan diperoleh nilai C_n , yang bergantung pada lebar pulsa.

Dari 2.5 diperoleh $L_n C_n = \frac{\tau^2}{4}$ 2.5a

Dari 2.6 diperoleh $L_n = C_n Z_n^2$ 2.6a

Substitusi 2.6 ke dalam 2.5 menghasilkan persamaan kapasitansi fungsi durasi τ , dengan nilai L_n dan Z_n , konstant.

$C_n = \frac{\tau}{2Z_n}$; untuk nilai durasi pulsa berbeda,

C_n menjadi $C_{n(v)}$, maka

$C_{n(v)} = \frac{\tau(v)}{2Z_n}$ 3.1

dengan $v = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$ dst.

Contoh disain suatu PFN variabel untuk tiga posisi durasi. Radar peringatan dini, pengawas udara atau radar lainnya yang termasuk *Longer Repetition Frequency* atau PRF rendah, bekerja pada durasi 2,5 sampai 10 μ S. Impedansi karakteristik jaringan adalah 25 Ω , magnetron yang digunakan MG5263, perbandingan jumlah lilitan primer dan sekunder trafo pulsa $N = 4,5$. Durasi pulse awal $\tau_{(1)}$ dalam perencanaan 2,5, selanjutnya 5 dan 10 μ S. Setelah diketahui kedua data di atas, yang pertama dihitung adalah nilai induktansi jaringan, karena nilai ini selanjutnya akan tetap. Kombinasi persamaan 2.5a dan 2.6b diperoleh L_n sebagai berikut,

$L_n C_n = \frac{\tau^2}{4}$ dan $C_n = \frac{L_n}{Z_n^2}$ maka L_n adalah

$L_n = Z_n \frac{\tau}{2} = 25\Omega \times \frac{2,5\mu S}{2} = 31,25\mu H$; maka

$C_{n(1)} = \frac{\tau_{(1)}}{2Z_n} = \frac{2,5\mu S}{2 \times 25\Omega} = 0,05\mu F$

Dalam prakteknya L_n dan C_n adalah nilai total dari elemen induktansi dan kapasitansi jaringan. Sedangkan nilai induktansi dan kapasitansi per elemen bergantung pada jumlah segmen di dalam jaringan. Untuk menghitung jumlah segmen dapat menggunakan formula empiris^[1] George W. Ewel, 1981, dalam buku *Radar Transmitter*,

yaitu

$N = \frac{0,63\tau}{t_r} + 0,13$ 3.2

dengan t_r adalah waktu naik dari pulsa yang akan terbentuk. Dalam kenyataannya dihitung dari *rate of voltage rise time magnetron*, dan data yang diambil ke dalam perhitungan adalah 300nS, maka

$N = \frac{0,63 \times 2,5\mu S}{0,3\mu S} + 0,13 = 5,38$, dibulatkan $N = 5$,

maka nilai tiap elemen dibagi dengan faktor 5. Jadi $C_{1(1)}$ sampai $C_{5(1)}$ adalah 0,01 μ F. Durasi pulsa yang lain dapat dihitung berturut-turut untuk $v = 2$, dan $v = 3$. Menggunakan persamaan 3.1 diperoleh $C_{n(2)}$ dan $C_{n(3)}$ berturut-turut 0,1 dan 0,2 μ F. Nilai $C_{1(2)}$ sampai $C_{5(2)}$ adalah masing-masing 0,02 μ F dan nilai $C_{1(3)}$ sampai $C_{5(3)}$ adalah 0,04 μ F. Tabel 3.1 menjelaskan perubahan posisi kontak *switch* terhadap perubahan durasi pulsa, daya keluaran pemancar, kebutuhan lebar pita frekuensi, dan perbaikan S/N dari penerimaan jika tanpa pelebaran durasi pulsa S/N. Kontak switch diberi identitas S1, S2, dan S3.

Tabel 3.1. Pengaruh posisi kontak switch terhadap daya rata-rata dan S/N.

POSISI KONTAK SWICH	DURASI PULSA (μ S)	BAND-WIDTH (KHz)	Po RELATIF (dB)	S/N RELATIF (dB)
S1	2,5	400	0	0
S2	5,0	200	3	3
S3	10	100	6	6

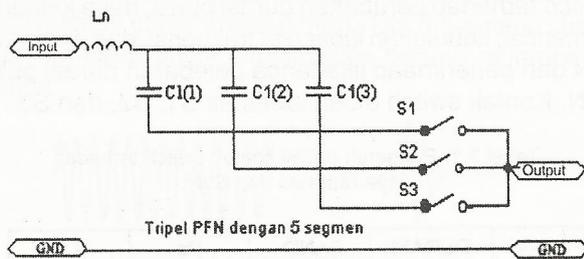
Dari tabel 3.1 dapat dilihat bahwa pelebaran pulsa meningkatkan daya keluaran sesuai dengan besarnya pelebaran. Dengan menaikkan daya rata-rata, maka pada gilirannya akan menaikkan daya rata-rata penerimaan sinyal pantul, dengan demikian ada perbaikan perbandingan sinyal terhadap *noise* yang jika tidak menggunakan teknik pelebaran pulsa. Pengaruh lain dari teknik pelebaran pulsa adalah turunnya kebutuhan lebar pita frekuensi yaitu setengah dan kebutuhan awal dua kali lebar pulsa sebelumnya. Di dalam sistem radar, terjadinya kebutuhan lebar pita yang mengecil tidak akan mengalami perubahan teknis karena hal ini memberi arti bahwa sistem masih memenuhi syarat untuk dioperasikan. Jika dilihat dari akibat perubahan durasi pulsa seperti dalam tabel 3.1 semuanya cukup menguntungkan, tetapi perlu diperhatikan syarat awal dari sistem yang akan digunakan. Syarat sistem tersebut adalah terletak pada kemampuan *High Power Oscillator*, magnetron, yaitu kemampuan untuk dioperasikan paling singkat selama durasi terpanjang, dalam hal ini 10 μ S. Secara empiris pelebaran durasi pulsa dapat diimbangi dengan

pemanjangan waktu pengulangan pulsa, atau dengan kata lain menurunkan frekuensi repetisi pulsa PRF. Dari data beberapa magnetron untuk radar peringatan dini yang dapat beroperasi pada durasi 5 dan 10 μ S adalah seperti dijelaskan pada tabel 3.2.

Tabel 3.2 Data beberapa magnetron durasi 5 dan 10 μ S^[5].

TIPE MAGNTRN	DURASI (μ S)	DUTY CYCLE	FREQ. BAND
M5051	5	0,001	L
M5169	5	0,0015	L
M565 _m	10	0,0025	L
MG5284	5,5	0,003	S
M5048	5	0,0015	S
M5136	5	0,0015	S

Rangkaian jaringan pembentuk pulsa durasi variabel tiga posisi kelebaran ditunjukkan pada gambar 3.1.



Gambar 3.1 Jaringan pembentuk pulsa tiga posisi kelebaran.

Dari gambar dapat dijelaskan bahwa kontak S1, S2, dan S3 bekerja bergantung pada lebar pulsa yang dibutuhkan. Kontak tersebut adalah kontak relay, dimana kerja dari relay dikontrol oleh sistem kontrol lebar pulsa yang sinkron dengan sudut elevasi antena.

4. KESIMPULAN

Kenaikan daya penerimaan beberapa dB akan sangat berarti pada penampakan target di dalam sistem penerima. Pelebaran pulsa variabel sangat bermanfaat pada kebutuhan daya radiasi yang besar, yaitu pada pemantauan target jarak jauh. Jika harus mengejar dari tinggi amplituda pulsed-RF, maka kebutuhan tegangan tinggi menjadi syarat utama, padahal meningkatkan tegangan catuan tegangan tinggi (V_{HV}) akan berdampak pada hal teknis maupun biaya.

5. DAFTAR PUSTAKA

- [1] Ewell, George.W., *Radar Transmitters*. McGraw- Hill Book Company, New York :1981.
- [2] Glasoe, GN dan J.V.Lebaczqz, *Pulse Generator*. McGraw-Hill Book Co Inc. New York :1948.
- [3] Hovanessian, S.A., *Radar System Design and Analysis*, ARTECH HOUSE, INC, Dedham:1984.
- [4] Ismail, Syamsu, *Jaringan Pembentuk Pulsa Untuk Modulator Radar*, Buletin IPT-LIPI No.4 Vol. II Okt/ Nov. 1996.
- [5] Microwave Devices, *EEV Electron Tubes Data Book*, Essex CMI2QU: 1988/89.

PENGUKURAN AWAL PEMBANGKIT GELOMBANG MIRKO MENGGUNAKAN LASER DIODA

Yudi Yuliyus M *)
Iip Syarif Hidayat **)

ABSTRACT

Radio frequency over tens to hundred gigahertz, has been used for telecommunication system such as satellite, RADAR and others. Making electronics circuits module with frequency operation in above, need specially algorithm and microstrip technology. All describe above seem to be hard to realized an electronic circuit module with high frequency range it need to make alternatives that made everything not fully electronics. We report an alternative method for generating millimeter wave by using beating frequency of 2 (two) laser diodes. This "beat frequency" should be converse from optic signal to electric signal through Photodetector, this signal output from photodetector, then can be used for mm-wave signal, With attempt use 2 (two) of LD brand of FUJITSU type FLD 58 KM show wavelength difference from 0,12 nm up to 1,8 nm.

INTISARI

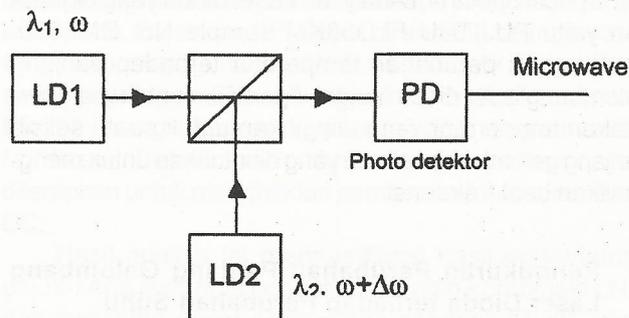
Frekuensi gelombang radio yang dipakai pada sistem telekomunikasi radio (satelit, radar dsb.) sudah mencapai puluhan gigahertz. Pembuatan rangkaian elektronik dengan frekuensi puluhan gigahertz memerlukan algoritma tersendiri dan teknologi mikrostrip. Hal tersebut membuat pembuatan rangkaian elektronik berfrekuensi tinggi menjadi terasa susah. Untuk mempermudah hal itu, dibuat suatu alternatif pembangkitan gelombang mikro yang tidak selalu harus *fully electronic* dengan memanfaatkan laser dioda (LD) sebagai pembangkit gelombang mikro. Metoda tersebut adalah dengan mengambil beat frekuensi dari dua sinar optik yang dibangkitkan oleh dua buah laser dioda dengan panjang gelombang yang berdekatan. Beat frekuensi ini dikonversikan dari optik ke listrik melalui photodetector. Sinyal listrik dari photodetector inilah selanjutnya digunakan sebagai sinyal gelombang radio. Dengan percobaan menggunakan 2 (dua) buah LD merek FUJITSU type FLD58KM menunjukkan selisih panjang gelombang dari 0,12 nm s.d 1,8 nm.

Korespondensi:

*) Peneliti Puslit Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI

1. PENDAHULUAN

Pada saat ini sinyal elektronik dengan frekuensi 1 GHz sampai dengan puluhan GHz banyak digunakan dalam sistem telekomunikasi, misalnya untuk sistem komunikasi satelit, sistem radar dan lain sebagainya. Perancangan rangkaian elektronik dengan frekuensi kerja puluhan gigahertz, misalnya untuk membuat osilator, tidak semudah membuat rangkaian elektronik biasa. Disamping perlu menggunakan algoritma tersendiri dan diperlukan teknologi fabrikasi mikrostrip. Sebagai alternatif menggunakan komponen laser diode (LD) dapat dibangkitkan gelombang listrik dengan frekuensi puluhan gigahertz dan bahkan ratusan gigahertz. Cara tersebut adalah dengan mendeteksi beat frekuensi antara dua sinar LD yang beremisi pada panjang gelombang yang berdekatan. Beat sinyal ini dideteksi oleh suatu photodetector (PD) yang mengkonversi sinyal optik ke sinyal listrik. Sinyal listrik yang dihasilkan dari detector inilah selanjutnya dapat digunakan sebagai gelombang mikro. Ide ini berawal dari prinsip deteksi *heterodyne* dimana untuk mendeteksi sinyal optik yang sangat lemah dengan ω tertentu perlu di-mix dengan suatu lokal osilator yang mempunyai frekuensi $\omega + \Delta\omega$. Sinyal akhir yang terdeteksi adalah sinyal dengan frekuensi sudut $\Delta\omega$. Pada deteksi heterodyne yang di deteksi adalah amplitudo dari Power sinyal ω . Sementara sebenarnya amplitudo tersebut beresilasi dengan frekuensi sudut $\Delta\omega$. Secara blok diagram dapat digambarkan sebagai berikut :

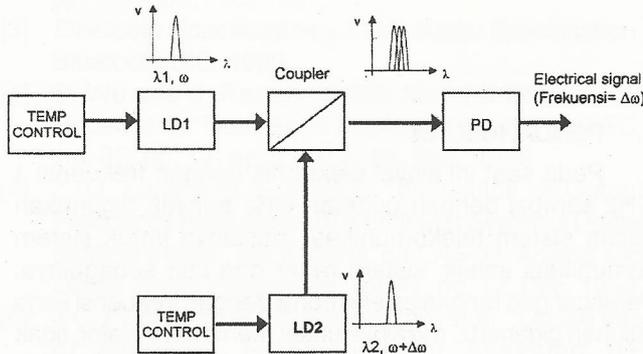


Gambar 1: Prinsip deteksi *heterodyne*

Tulisan ini merupakan penelitian dasar dalam pencarian alternatif baru untuk pembangkit gelombang mikro yang berfrekuensi dari puluhan gigahertz sampai ratusan gigahertz.

2. PENJELASAN SISTEM

Pada penelitian ini dengan memanfaatkan laser dioda dan photo detektor akan mendapatkan frekuensi gelombang mikro. Dapat digambarkan sebagai berikut :



Gambar 2 : Blok diagram Pembangkit Gelombang Mikro

LD1 berfungsi untuk menghasilkan panjang gelombang (λ_1, ω) dan LD2 menghasilkan panjang gelombang ($\lambda_2, \omega + \Delta\omega$). Untuk mengaktifkan laser ini dibutuhkan sumber arus DC dan untuk memperoleh panjang gelombang yang stabil maka suhu pada LD dibuat stabil dengan pengatur suhu menggunakan elemen peltier. Optical sinyal yang keluar dari LD1 dan LD2 digabung menggunakan coupler dan ditangkap oleh photo detektor (PD), photo detektor yang digunakan haruslah mempunyai respons rise time lebih besar dari frekuensi sinyal gelombang mikro sehingga $\Delta\omega$ dapat dideteksi. Sinyal yang ditangkap oleh photo detektor akan dikonversikan menjadi sinyal elektrik.

3. HASIL PENGUKURAN

Hasil pengukuran yang baru dilakukan adalah mengukur perubahan panjang gelombang terhadap perubahan temperatur dari masing-masing LD dan selisih panjang gelombang dari LD1 dan LD2. Pengukuran menggunakan alat Optical Spectrum Analyzer. Laser dioda yang digunakan yaitu FUJITSU FLD58KM sample No. DM9890. Karakteristik perubahan temperatur terhadap panjang gelombang laser diode sangat diperlukan untuk memperkirakan temperatur yang diinginkan untuk suatu selisih panjang gelombang tertentu yang dibutuhkan untuk menghasilkan beat frekuensi.

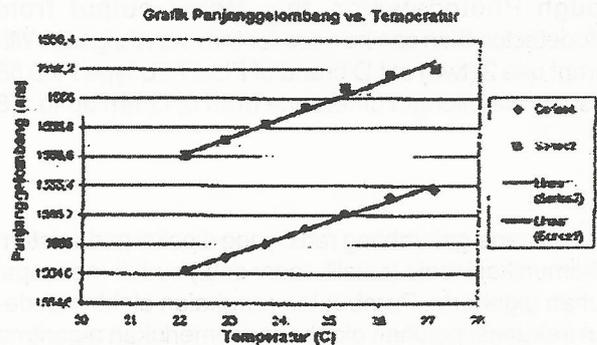
a. Pengukuran Perubahan Panjang Gelombang Laser Dioda terhadap Perubahan Suhu

Grafik pergeseran panjang gelombang terhadap perubahan suhu dapat diperlihatkan dalam gambar 3,

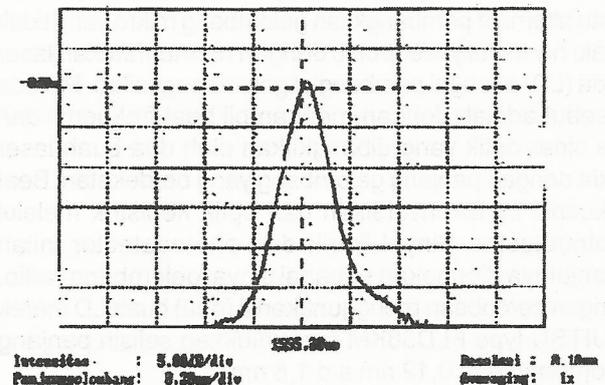
terlihat bahwa panjang gelombang LD naik secara linier sesuai dengan kenaikan suhu dengan koefisien kenaikan sebesar $1,2 \times 10^{-1} \text{ nm}/^\circ\text{C}$. Untuk LD1 dan untuk LD2 $1,3 \times 10^{-1} \text{ nm}/^\circ\text{C}$. Fenomena kenaikan panjang gelombang terhadap kenaikan suhu ini dapat diterangkan sebagai berikut. Bila suatu LD mempunyai panjang gelombang λ , panjang gelombang panjang cavity L dan indeks bias efektif η_{eff} , maka dapat ditulis persamaan sebagai berikut:

$$\lambda = m \cdot \eta_{\text{eff}} \cdot L \tag{1}$$

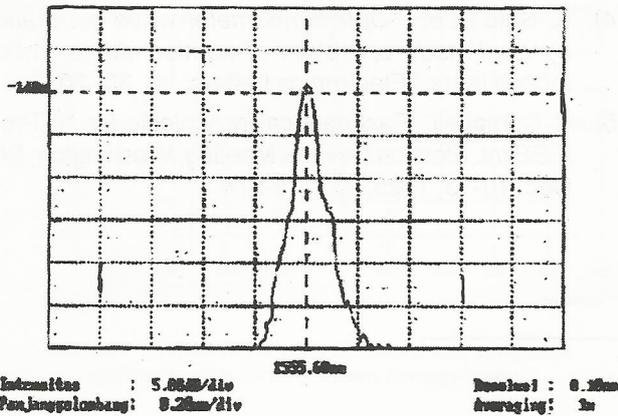
dimana m adalah bilangan integer (biasanya berorde ribuan). Jika temperatur naik, maka akan terjadi pemuaian cavity yang mengakibatkan pertambahan panjang L. Dari persamaan di atas dapat dimengerti bahwa pertambahan panjang L akan mengakibatkan kenaikan λ secara linier (dengan asumsi bahwa η_{eff} tetap untuk daerah suhu tertentu). Gambar 4 dan gambar 5 memperlihatkan spektrum panjang gelombang pada suhu $26,2^\circ\text{C}$ dan $22,1^\circ\text{C}$. Terlihat adanya sedikit perubahan bentuk dalam spektrumnya, hal ini dikarenakan akibat perubahan nilai penguatan pada masing-masing mode cavity dalam LD. Peningkatan panjang gelombang juga dapat dilakukan dengan menaikkan arus DC pada LD. Penambahan arus DC ini yang diartikan sebagai penambahan jumlah elektron dalam LD mengakibatkan efek plasma yang membuat nilai η_{eff} naik.



Gambar 3. Grafik Hasil Pengukuran Laser Dioda 1 dan 2.



Gambar 4. Spektrum Hasil Pengukuran Laser Dioda 1 pada Suhu $26,2^\circ\text{C}$.



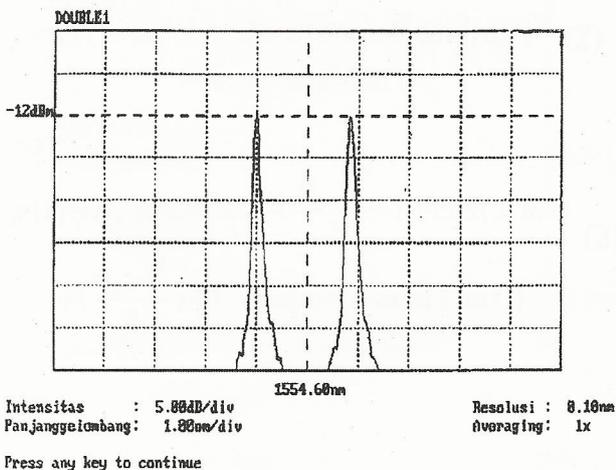
Gambar 5. Spektrum Hasil Pengukuran Laser Dioda 2 pada Suhu 22,1 °C

b. Pengukuran Selisih Panjang Gelombang

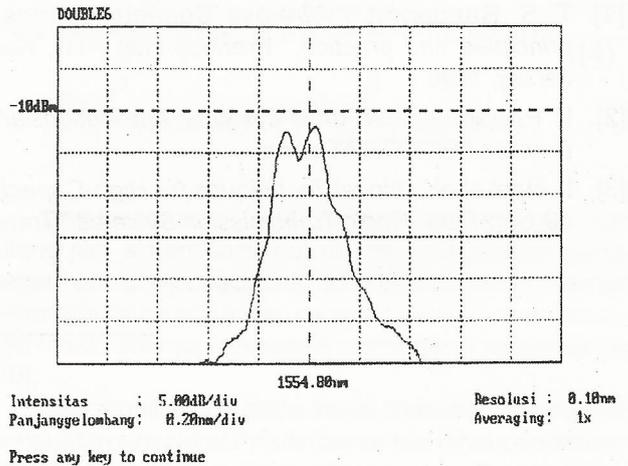
Untuk memperoleh perbedaan panjang gelombang λ_1 dan λ_2 dilakukan percobaan dengan mengatur perubahan suhu pada laser dioda 1 dan laser dioda 2. Dengan selisih panjang gelombang sebenarnya kita dapat mengetahui frekuensi yang diperoleh menggunakan rumus-
 rumus dalam persamaan $\Delta f = \{c/(\lambda^2)\} \Delta \lambda$. Hasil ukur dapat dilihat pada tabel 1, gambar 6 dan gambar 7.

Tabel 1 : Perbedaan panjang gelombang

LD 1				LD 2				$\Delta \lambda$ (nm)
I (mA)	V _t (V)	°C	λ (nm)	I (mA)	V _t (V)	°C	λ (nm)	
15	3,36	21,6	1553,58	25,6	2,7	27,1	1555,42	1,85
15	2,87	17,4	1554,55	25,5	3,34	23,5	1554,55	0,46
15	2,87	17,6	1555,00	25,3	3,42	20,8	1554,70	0,30
15	2,71	16,3	1554,87	25,4	3,42	20,8	1554,71	0,16
15	2,68	16,1	1554,84	25,4	3,42	20,8	1554,70	0,14
12	2,68	16,1	1554,82	25,0	3,42	20,8	1554,70	0,12



Gambar 7 : Spektrum selisih panjang gelombang pada $\Delta \lambda = 1,8$ nm



Gambar 8 : Spektrum Selisih Panjang Gelombang pada $\Delta \lambda = 0,12$ nm

Perhitungan $\Delta f \leftrightarrow \Delta \lambda$

LD dengan panjang gelombang 1500 nm, Dari hubungan

$$f = \frac{c}{\lambda} \text{ didapat } \Delta f = \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda$$

- Untuk $\Delta \lambda = 0,12$ nm (gambar 5) didapat :

$$\Delta f = \frac{3 \times 10^8}{(1500 \times 10^{-9})^2} \times 0,12 \times 10^{-9} = 16 \text{ GHz}$$

- sehingga jika $\Delta \lambda = 1,8$ nm (gambar 4), maka didapat $\Delta f = 240$ GHz

5. KESIMPULAN

Pembuatan pembangkit gelombang mikro dengan memanfaatkan laser dioda, dengan hasil :

- Jika suhu-suhu pada LD berubah maka akan berpengaruh terhadap spektrum panjang gelombang dari LD
- Pengukuran yang telah dilakukan adalah mengukur keluaran selisih antara LD1 dan LD2, Dari selisih itu dapat dilakukan perhitungan untuk mendapatkan frekuensi
- Selisih terkecil yang didapat antara LD1 dan LD2 adalah 0,12 nm

Daftar Pustaka

- [1]. T. S. Rappaport, "Wireless Communications - principles and practice," Prentice Hall PTR, New Jersey, 1996.
- [2]. R. P. Braun, "Fiber Radio Systems, Applications and Devices," ECOC'98 Tutorial.
- [3]. L. Noel et al., "Novel Techniques for High-Capacity 60-GHz Fiber-Radio Transmission Systems," Trans. Microwave Theory Tech., vol. 45, pp.1416-1423, 1997.
- [4]. K. Sato et al., "Optical millimeter-wave generation by dual-mode operation of semiconductor mode locked lasers," Electronics Letters, vo. 36, 2000.
- [5]. C. Campbell, "Resonant-cavity photodiodes," in Proc. IEEE Int. Electron Devices Meeting, Washington, DC, Dec. 10-13, 1995, pp. 575-578.

VIDEO FM MODULATOR

Rustini S.K¹., Daday Ruhiyat Amd².

ABSTRACT

Video FM Modulator is a part of video broadcast transmission either via terrestrial microwave or satellite communication that modulates the video signal. Since the video signal has broadband frequency, the deviation of the carrier frequency must be linear towards the modulated signal. To fulfill this requirement, so as the modulation component, varactor diode was chosen, which its capacitance can be controlled by DC bias voltage.

INTISARI

Video FM Modulator merupakan bagian transmisi video broadcast melalui terrestrial microwave ataupun satelit yang memodulasikan sinyal video. Karena frekuensi pemodulasinya cukup lebar, maka deviasi frekuensi gelombang pembawanya harus linear terhadap amplitude signal pemodulasinya. Untuk memenuhi persyaratan tersebut, maka sebagai komponen pemodulasi dipilih varactor yang kapasitansinya dapat dikontrol oleh tegangan bias DC (prategangan DC).

PENDAHULUAN

Televisi merupakan sarana pokok penerangan/penyampaian informasi dan hiburan bagi masyarakat luas dalam kehidupan sehari-hari. Oleh karena itu, tidak heran apabila kemudian bermunculan stasiun siaran swasta, yang dalam persaingannya masing-masing berusaha mencapai masyarakat sampai pelosok tanah air. Untuk memenuhi kebutuhan tersebut, dengan sendirinya akan dibutuhkan sejumlah sistem transmisi untuk memperluas jangkauan siarannya, baik melalui sarana transmisi darat maupun melalui satelit. Berdasarkan pertimbangan tersebut, telah dicoba pembuatan suatu FM modulator sebagai bagian dan sistem pengulang untuk mentransmisikan signal video. Sistem modulasi ini perlu diteliti, karena untuk memodulasikan signal video yang cukup

lebar, yaitu 5,5 MHz, maka modulator FM tersebut harus mempunyai deviasi yang cukup lebar. Modulator FM dipilih, karena untuk mentransmisikan melalui terrestrial microwave atau satelit tidak mungkin menggunakan modulator AM yang efisiensinya rendah dan harus linear terhadap amplitudonya.

Suatu sistem transmisi radio itu sendiri terdiri dari bagian Modulator, Up Converter, Driver, Power Amplifier dan Antenna.

Karena dalam sistem Video FM Modulator frekuensi pemodulasinya cukup lebar, maka deviasi frekuensi gelombang pembawanya harus linear terhadap amplitude signal pemodulasinya. Untuk memenuhi persyaratan tersebut, maka sebagai komponen pemodulasi dipilih varactor yang kapasitansinya dapat dikontrol oleh tegangan bias DC (prategangan DC).

Video FM Modulator yang dibahas disini mempunyai frekuensi 380 MHz, yang merupakan bagian dari microwave repeater. Frekuensi ini dipilih sesuai dengan komponen yang tersedia.

Varactor sebagai Komponen Pemodulasi.

Walaupun varactor ini digunakan untuk memodulasikan signal yang sangat lebar, namun tetap harus memenuhi persyaratan mempunyai intermodulasi dan derau (noise) yang dihasilkan selama proses pemodulasian yang memuaskan (rendah). Distorsi kemiringan (slope distortion) dan karakteristik pemodulasian (modulating characteristic), dengan frekuensi deviasi maksimum +/- 5 MHz, biasanya tidak boleh lebih dari 1% (Gambar 1.) [1]

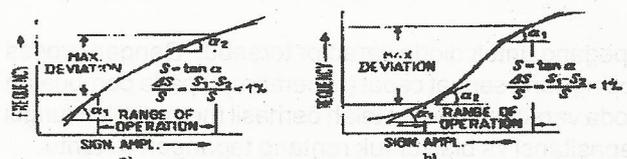


Fig. 1. Modulation characteristics

- (a) square-law distortion: with $S = \tan \alpha$ it must be demanded $\frac{\Delta S}{S} = \frac{S_1 - S_2}{S_0} < 1\%$
 (b) cubic law distortion: with $S = \tan \alpha$ it must be demanded $\frac{\Delta S}{S} = \frac{S_1 - S_2}{S_0} < 1\%$

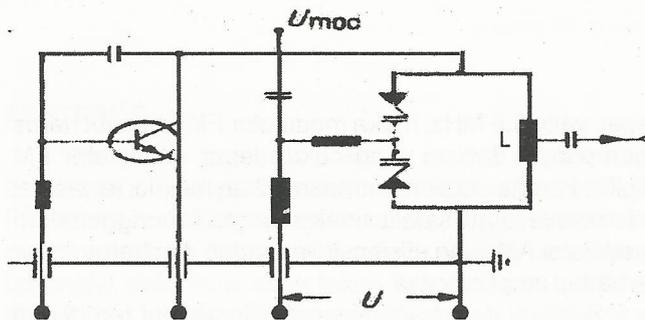
Korespondensi:

¹) Rustini S. Kayatmo adalah Peneliti Puslit Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI

Gambar. 1

Apabila signal sinus berayun pada rentang ini, maka kita akan memperoleh kurang lebih 0,1 % factor distorsi kuadrat dan distorsi kubik.

Ada dua macam konsep yang dapat digunakan untuk modulator FM dengan varactor ini, yaitu amplifier yang berosilasi (oscillating amplifier) dan Oscillator yang dikontrol oleh varactor (varactor-controlled oscillator). Konsep yang pertama tidak akan dibahas pada tulisan ini, tetapi konsep yang kedua dapat dilihat seperti pada Gambar 2 berikut ini [1].



Gambar 2.

Pada rangkaian Gambar 2. diatas kapasitansi dari tuned circuit untuk memperoleh frekuensi oscillator berasal dari pasangan varactor. Tegangan signal yang dimodulasikan ditumpangkan (superimposed) pada prategangan varactor (bias varactor) dan frekuensi modulasi dari oscillator diperoleh sebagai pengaruh dari kapasitansi varactor yang bergantung kepada tegangan.

Apabila feedback yang digunakan tidak menggeser fasa, maka frekuensi oscillator sama dengan frekuensi resonansi dari rangkaian tersebut. Apabila induktansi L dari rangkaian konstan, maka frekuensi oscillator ω adalah:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{const}{\sqrt{C}} = const C^{-\frac{1}{2}} \tag{1}$$

dimana C adalah kapasitansi total dari rangkaian; apabila kapasitansi itu terdiri dari dioda varactor, maka akan ada hubungan yang linear antara ω dan tegangan bias u , maka pemodulasian mempunyai karakteristik yang ideal apabila ada hubungan

$$C = \frac{const}{u^2} \tag{2}$$

dipegang untuk dioda varactor tersebut. Dengan proses doping yang sangat cepat (hyperabrupt) pada pembuatan dioda varactor tersebut telah berhasil memperoleh fungsi kapasitansi vs bias untuk rentang tegangan tertentu.

Pendekatan untuk Memperbaiki Linearity.

Kesalahan sebagai akibat proses doping tadi dapat diabaikan pada modulator yang menggunakan varactor

dengan pendekatan-pendekatan tertentu. Apabila rentang tegangan bias dan varactor rendah tidak diperhatikan, variasi kapasitansi C varactor sebagai fungsi dan bias u dapat dicari dengan rumus:

$$C = const.u^{-\frac{1}{\lambda}} \tag{3}$$

parameter λ . mempunyai harga antara 2 dan 3. Misalkan $\lambda = 3$ dalam contoh ini dan dengan menghubungkan rumus (1) sampai (3), maka akan diperoleh hubungan antara ω dan u .

$$\omega = const.u^{\frac{1}{6}} \tag{4}$$

apabila disumsikan kapasitansi dari seluruh rangkaian ditentukan oleh varactor. Karena eksponen 1/6 sangat kecil, fungsi ini lebih mirip dengan fungsi logaritmik. Apabila kedua fungsi diperbandingkan:

$$y = const.log_e x \quad \omega = const.u^{\frac{1}{6}}$$

$$\frac{dy}{dx} = \frac{const.}{x} \quad \frac{d\omega}{du} = \frac{const.}{u^{\frac{5}{6}}} \approx \frac{const.}{u} \tag{5}$$

Sebetulnya fungsi antara frekuensi dan bias dari varactor modulator dapat diuraikan secara tepat dalam hubungan berikut:

$$\omega_{(u)} = a.log_e(bu) \tag{6}$$

pendekatan ini dipegang terutama apabila terpasang kapasitor parallel dengan kapasitansi varactor yang tetap, yang pada kenyataannya tidak dapat diabaikan. a dan b konstan; a bergantung kepada induktansi rangkaian resonansi, b terhadap karakteristik dan dioda varactor dan kapasitor paralelnya.

Terutama pada komponen nonlinear, perhitungan secara logaritmik sangat menguntungkan, karena fungsi ini mudah untuk diaplikasikan. Apabila dipilih u sebagai operating point, maka persamaan (6) dan Taylor series menghasilkan:

$$\omega_{(u+h)} = a.log_e(bu) + \frac{a}{u}h - \frac{a}{2u^2}h^2 \pm \dots \tag{7}$$

jadi frekuensi sebagai fungsi dari potensial signal h yang ditumpangkan (superimposed) pada tegangan bias u , dengan u sebagai parameter.

Kemiringan (slope) dari karakteristik modulasi adalah:

$$S = a / u \tag{8}$$

dan dikonversikan secara proporsional terhadap bias u . Apabila signal tersebut berbentuk sinusoidal, maka apabila :

$$h = h_0 \cos \omega_m t$$

faktor distorsi kuadratnya dapat dihitung sebagai berikut:

$$K_2 = h_0 / 4u \tag{9}$$

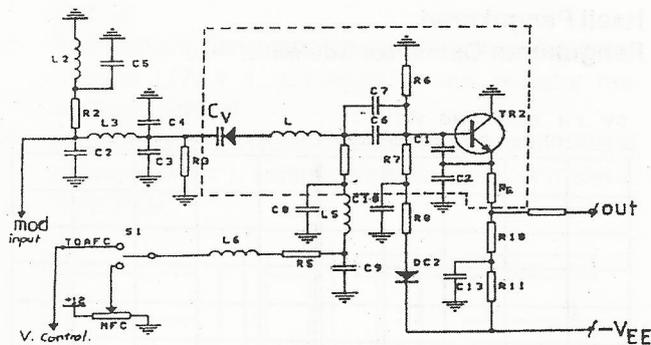
faktor tersebut besarnya proporsional terhadap tegangan bias varactor u . Biasanya persamaan (6) memenuhi persamaan diferensial

$$u \omega'(u) = const \text{ dan } u \frac{\omega''(u)}{\omega'(u)} = const. \tag{10}$$

Rumus-rumus diatas menunjukkan sifat-sifat utama dari modulator yang menggunakan varactor.

Perancangan Video FM Modulator.

Seperti telah diuraikan diatas bahwa komponen untuk memodulasikan signal pemodulasi dipilih varactor dengan cara modulasi langsung, jadi rangkaian tersebut berfungsi sebagai oscillator dan apabila ada signal pemodulasi, bertindak menjadi modulator. Frekuensi gelombang pembawa (carrier) yang ditimbulkan adalah 380 MHz. Jenis oscillator yang digunakan adalah Oscillator Clap. Rangkaianannya seperti terlihat pada Gambar 3 dibawah ini.



Gambar 3 FM Video Modulator 380 MHz.

Pada Gambar 3. rangkaian resonansi ditentukan oleh harga-harga dan C_v , C_1 , C_2 dan induktansi L_1 maka frekuensi resonansi,

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_{eq}}} \tag{11}$$

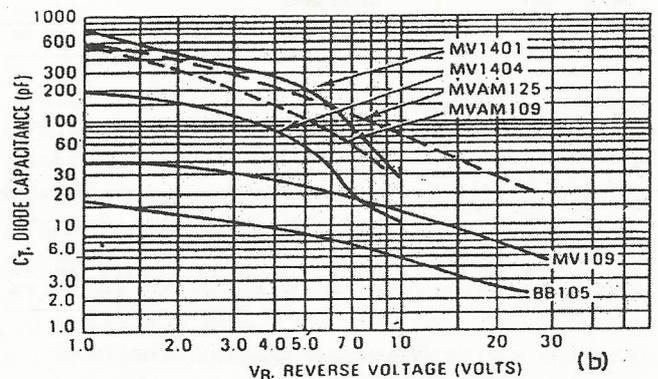
dimana $C_{eq} = \frac{1}{C_v} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$

C_v adalah kapasitas varactor yang nilainya bergantung kepada tegangan bias reverse (V_R). Gambar 4. menunjukkan karakteristik C_v versus V_R dari beberapa

jenis dioda varactor, dan pada perancangan ini dipilih jenis BB 105 karena mempunyai kurva mendekati linear, sehingga pada waktu ada perubahan tegangan pada waktu ditumpangi signal pemodulasi, pergeseran frekuensinya linear. Oleh karena itu frekuensi oscillator dirancang cukup tinggi, supaya pada waktu terjadi perubahan kapasitas varactor sedikit saja yang disebabkan oleh perubahan tegangan bias, pergeseran frekuensinya sudah terasa.

Dari kurva pada Gambar 4. dapat dilihat bahwa apabila daerah kerja dioda varactor BB 105 dipilih pada $V_R = (6+1)$ volt, maka kapasitansi junction (C_j) = 7 pF ± 1pF. Dari rumus (11), harga L dapat diperoleh dari:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 (C_{eq})}$$



Gambar 4.

Diketahui $C_v = 7$ pf, $C_1 = 10$ pf, dan $C_2 = 3$ pf

$$C_{eq} = \frac{1}{C_v} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = 1.73 \text{ pf}$$

$f_r = 380$ MHz, maka harga L dapat dicari:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 (C_{eq})} = 0,10 \mu H$$

Menentukan Sensitivitas Deviasi.

Dalam penelitian ini sensitivitas deviasi dilakukan berdasarkan percobaan dengan cara memberikan signal masukan single tone pada input modulator dan dengan menggunakan teknik Bessel null. Adapun alasannya adalah analisa secara matemati dan persamaan gelombang pembawa yang telah termodulasi berikut [2]

$$e = \sin(\omega_c t - m_f \cos \omega_m t) \tag{12}$$

dengan pemodulasi signal sinusoida sangat lebih sulit dibandingkan dengan analisa modulasi amplitude (amplitude modulation). Spektrum frekuensi dicari yang

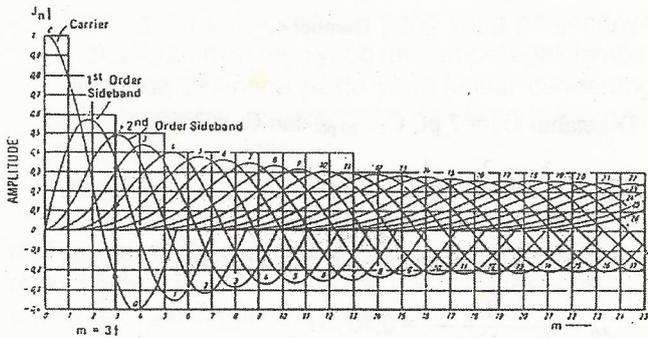
terdiri dari gelombang pembawa dan frekuensi sampingan (side frequency) pada harmonisa frekuensi pemodulasi, namun tidak ada harmomsa yang muncul dalam signal pemodulasi aslinya. Amplituda dan berbagai komponen spectral diperoleh dari fungsi matematis yang dikenal sebagai Fungsi Bessel berikut: [2]

$$e_{FM} = E_c [J_0(\beta) \cos \omega_c t - J_1(\beta) \{ \cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t \} + J_2(\beta) \{ \cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \cos(\omega_c + 2\omega_m)t \} - J_3(\beta) \{ \cos(\omega_c - 3\omega_m)t - \cos(\omega_c + 3\omega_m)t \} + \dots] \quad (13)$$

Fungsi Bessel tersebut dapat digambarkan secara grafik Gambar 5. atau table di bawah ini.

Modulation Index m_f	Carrier	Side Frequencies																		
		1st	2nd	3rd	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th							
0.25	0.98	0.12	0.01																	
0.5	0.94	0.24	0.03																	
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02																
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01															
2.0	0.22	0.55	0.35	0.13	0.03	0.01														
2.4	0	0.52	0.43	0.20	0.06															
3.0	-0.26	0.31	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01													
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02												
5.0	-0.15	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	0.01										
5.5	0	-0.34	-0.12	0.26	0.40	0.32	0.19	0.09	0.03	0.01										
6.0	0.15	-0.25	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	0.01									
7.0	0.36	0	-0.30	-0.17	0.18	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	0.01								
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	0.01							
8.65	0	0.27	0.06	-0.24	-0.23	0.03	0.26	0.34	0.28	0.18	0.10	0.05	0.02							

Tabel Fungsi Bessel



Gambar 5

Dari table dapat dilihat bahwa untuk Bessel null, modulation index nya 2,405, apabila $f_m = 1,512$ MHz (test tone standar PAL 625 garis), maka frekuensi deviasi $\Delta f = f_m \times 2,405 = 1,512 \text{ MHz} \times 2,405 = 3,62 \text{ MHz}$ Dari hasil percobaan diperoleh saat Bessel null terjadi pada frekuensi = 1 MHz dengan level - 5,2 dBm

Dimana $\beta = \Delta f / f_m$, $k = \Delta f / E_m$
 $\Delta f = k \times E_m$ $\beta \times f_m = k \times E_m$
 $K = \beta f_m / E_m$
 $\Delta f = 2,4 \times 1 \text{ MHz} = 2,4 \text{ MHz}$

$E_m = - 5,2 \text{ dBm}/75 \text{ Ohm}$, apabila diubah ke dalam tegangan diperoleh = $0,15 \text{ V}_{rms}$ atau harga puncaknya (peak) = $0,15 \times \sqrt{2} = 0,215 \text{ V}$
Maka sensitivitas deviasi = $2,4/0,215 = 11,16 \text{ MHz/volt}$

Menentukan Lebar Bidang Frekuensi (Bandwidth)

Lebar bidang frekuensi yang digunakan oleh spektrum frekuensi adalah [2]

$$B = 2.n.f_m \quad (14)$$

dimana n adalah orde tertinggi dan frekuensi samping (side frequency) dimana nilai amplitudanya masih signifikan. Dari Tabel Fungsi Bessel dapat dilihat, bahwa apabila orde dan frekuensi samping lebih besar dari ($m_f + 1$), amplitudanya 5% atau kurang dari gelombang pembawa yang tidak dimodulasikan. Dengan menggunakan patokan ini sebagai penuntun untuk menentukan lebar bidang frekuensi yang diinginkan, maka rumus (14) diatas dapat dituliskan sebagai:

$$B = 2(m_f + 1) f_m \quad (15)$$

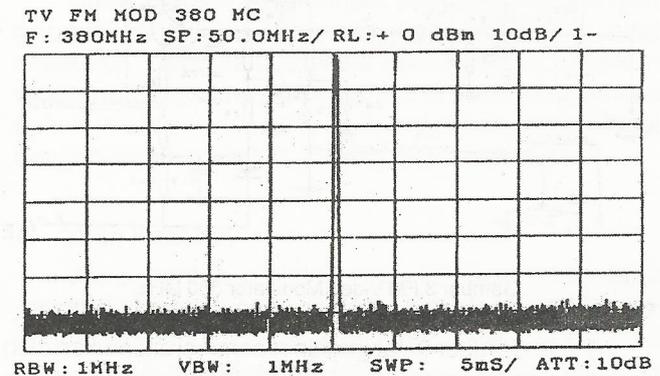
$$B = 2(\Delta f + f_m) \quad (16)$$

Maka untuk $f_m = 1,512$ (frekuensi test tone) dan

$$\Delta f = 3,62 \text{ MHz}$$

$$B = 2(3.62 + 1,512) \text{ MHz} = 10,264 \text{ MHz}$$

Hasil Pengukuran Pengukuran Oscillator 380 Mhz:



Gambar 6

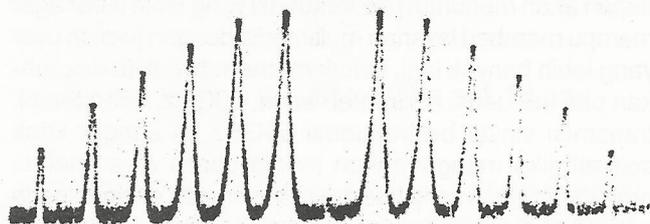
Gambar 6. di atas menunjukkan hasil pengukuran Oscillator 380 Mhz tanpa signal pemodulasi. Pengukuran dilakukan dengan menggunakan Spectrum Analyzer. Data- data pengukuran yang diperoleh adalah sebagai berikut:

- Frekuensi : 380 MHz
- Output power : 0 dBm
- Level noise : -70 dB
- Output impedance : 50 Ohm

Dari hasil pengukuran diatas terlihat bahwa voltage control oscillator dengan menggunakan varactor BB 105 dapat menghasilkan keluaran oscillator (output oscillator) yang sangat bersih terhadap noise yaitu 70 dB diatas noise pada saat bias tidak dimodulasikan.

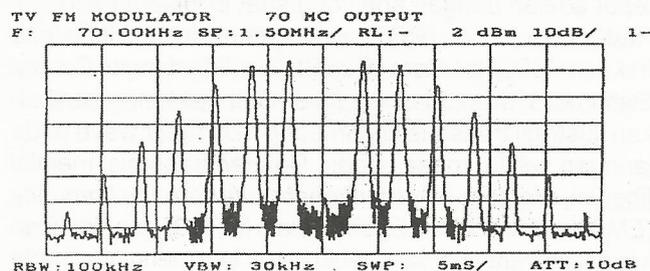
Pengukuran Bessel Null:

Gambar 7 menunjukkan hasil pengukuran Fungsi Bessel pada indeks modulasi sebesar 3, sehingga side frekuensi yang terjadi masing-masing di kiri dan kanan ada 6 (sesuai tabel) dan pada frekuensi carriernya (380 MHz) tidak sama dengan 0, ada sedikit yang masih muncul. Dengan mengatur output video amplifier Bessel null dapat diperoleh pada indeks modulasi sama dengan 2,4



Gambar 7.

Pengukuran Deviasi Frekuensi



Gambar 8.

Gambar 8. menunjukkan hasil pengukuran deviasi frekuensi pada waktu dimodulasikan dengan test tone gambar sebesar 1.512 Mhz. Untuk memudahkan pengukuran, pengamatan dilakukan pada frekuensi 70 MHz, yaitu frekuensi modulator 380 MHz tadi dicampur dengan frekuensi 310 MHz yang berasal dari suatu fixed Oscillator atau dari generator frekuensi dan diambil frekuensi

selisihnya 70 MHz. Data-data pengukuran:

Signal modulasi : 1.512MHz
Level signal Video : 2,2 dBm
Impedansi Signal Video : 75 Ohm

Penguatan video amplifier diatur dengan Trimmer potensiometer pada video amplifier yang ada di bagian rangkaian sebelum input modulator sampai terbentuk Bessel null.

Dari hasil pengukuran, apabila dibandingkan baik dengan Tabel fungsi Bessel maupun grafiknya, terlihat bahwa hasilnya sesuai dengan yang diharapkan.

Kesimpulan

- Dioda Varactor dapat digunakan untuk Modulator FM dengan signal input berfrekuensi lebar, dalam hal ini signal video dengan linearitas yang cukup baik, sesuai dengan pemilihan daerah kerja dioda varactor tersebut;
- Agar perubahan frekuensi signifikan terhadap perubahan tegangan bias yang tidak terlalu besar, maka frekuensi oscillator harus cukup tinggi, makin tinggi makin baik.

Daftar Pustaka

1. Gabler, E and Leysiefer, h.G., "Modern Solid-State Frequency Modulators for Wideband Radio Relay Systems", Report from the Central Laboratories of the Siemens&Halske AG. Munich, 1965;
2. Dennis Roddy, John Coolen, "Electronic Communications", Second Edition, Lakehead University, Thunder Bay, Ontario — Canada, Prentice Hall of India Private Limited, New Delhi-i 10001, 1981;
3. Freeman Roger. L, "Telecommunication Handbook", John Willey and Sons, New York, 1975;
4. Frenzel, Louis E., "Communication Electronics", McGraw-Hill Publishing Company, 1989;
5. Hardy, James K, "High Frequency Circuit Design", Reston Publishing Virginia Company Inc., Virginia, 1978;
6. Haykin Simon, "Communication Systems", John Willey and Sons, New York, 1978;
7. Kennedy George, "Electronic Communication Systems", McGraw-Hill International Book Company, New York, 1982.

PEMBANGKIT GELOMBANG MILLIMETER-WAVE UNTUK SISTEM RADIO-OVER-FIBER PADA JARINGAN SELULER MASA DEPAN

*Iip Syarif Hidayat *)
Yudi Yuliyus Maulana *)*

ABSTRACT

Future wireless communication will demand data rate of 155 Mbit/s for single user. Consequently data transmission from Base Station (BS) to Control Station (CS) needs carrier frequency in millimeter wave (mm-wave) band. Recently, 60GHz carrier transmission over optical fiber is intensively discussed to be used for future cellular network. In this paper, we will describe component technology for Radio-Over-Fiber (ROF) system, especially component for generating mm-wave frequency. We will report our theoretical study on mm-wave generation by beating of two-wave mixing in high speed photodetector.

Abstrak

Jaringan komunikasi bergerak nir kabel masa depan akan memerlukan kecepatan data 155 Mbit/s. Sebagai konsekuensinya, transmisi data dari Base Station (BS) ke Control Station (CS) memerlukan pita frekuensi yang lebih lebar pada daerah gelombang millimeter-wave (mm-wave). Akhir-akhir ini transmisi pita frekuensi 60GHz melalui kabel serat optik telah banyak didiskusikan untuk digunakan pada jaringan seluler masa datang. Makalah ini akan memaparkan teknologi komponen mm-wave yang akan digunakan untuk Radio-over-Fiber (ROF) terutama komponen pembangkit sinyal gelombang millimeter. Kami akan melaporkan hasil studi teoritis kami tentang pembangkitan gelombang millimeter dengan teknik beating dari dua gelombang yang dicampur dalam photodetektor berkecepatan tinggi.

Keywords: millimeter wave, radio-over-fiber wireless communication.

1. Pendahuluan

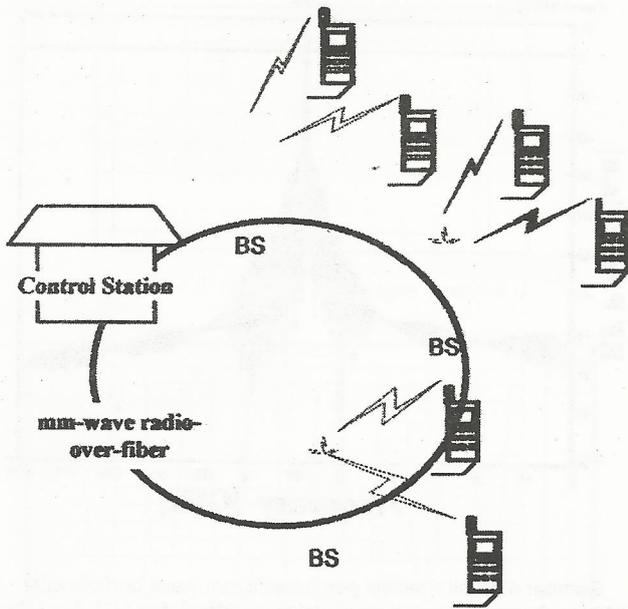
Dalam dekade terakhir, bidang *microwave photonics* telah memperlihatkan kemajuan yang sangat atraktif di seluruh dunia. Hal ini dikarenakan harapannya yang besar

pada aplikasi *broadband wireless network*. Sebagaimana diketahui bersama jaringan komunikasi nir kabel masa depan akan menuntut pita frekuensi yang lebih lebar agar mampu memberi layanan multimedia dengan jumlah user yang lebih banyak lagi. Untuk memenuhi hal itu dibutuhkan pita frekuensi millimeter-wave, 60GHz. Akan tetapi, transmisi sinyal berfrekuensi 60GHz ini sangat tidak aplikatif jika menggunakan media udara dikarenakan *propagation loss* yang besar akibat serapan oksigen pada gelombang millimeter sangat besar (sekitar 11dB/km), sehingga bentuk *cell* pun perlu lebih kecil lagi. Sebagai hasilnya mengakibatkan biaya investasi yang sangat tinggi. Faktor atenuasi yang lain yang juga berpengaruh dalam propagasi udara adalah hujan. Alternatif yang paling tepat adalah dengan apa yang saat ini disebut sebagai Radio-Over-Fiber (ROF), yaitu mentransmisikan pita frekuensi 60GHz antara Base Station (BS) dengan Control Station (CS) melalui jaringan fiber. Gambar 1 memperlihatkan ilustrasi transmisi gelombang millimeter wave pada jaringan seluler masa depan. Dengan transmisi melalui fiber ini, problem *electromagnetic interference immunity* (EMI) dan loss dapat diatasi. Selain itu, ROF menjanjikan kapasitas transmisi yang lebih besar lagi mengingat pada transmisi melalui fiber, frekuensi bukan lagi menjadi sumber daya yang terbatas sebagaimana terjadi pada media udara. Keuntungan lain dari ROF adalah kemungkinan pengintegrasian dengan teknologi WDM yang dapat meningkatkan kapasitas jaringan menjadi ratusan kali lipat. Hal ini karena dengan teknologi WDM potensi panjang gelombang optik dapat dioptimalkan.

Dalam system ROF, ada beberapa komponen yang dibutuhkan. Komponen kuncinya adalah pembangkit gelombang millimeter. Adapun komponen-komponen yang lain adalah Photodetector (PD) yang mampu beroperasi pada daerah millimeter-wave dan modulator optik yang mampu bekerja pada orde puluhan gigahertz.

Korespondensi:

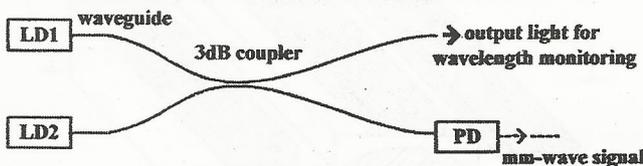
*) Peneliti Puslit Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI,
e-mail : iip@ppet.lipi.go.id.



Gambar 1. Jaringan seluler masa depan.

2. Prinsip pembangkit gelombang mm-wave dengan menggunakan laser dioda

Teknik sederhana yang dapat digunakan untuk menghasilkan sinyal mm-wave adalah dengan menggunakan teknik *heterodyne*. Teknik ini sering juga disebut sebagai *optical beating* dikarenakan sinyal yang digunakan adalah beat sinyal dari dua sinyal optik. Secara umum prinsip beating ini dapat digambarkan sebagaimana diperlihatkan pada gambar 2. Dua buah sinar laser dari laser diode (LD) yang mempunyai perbedaan frekuensi sudut $\Delta\omega$ dideteksi oleh mm-wave photodetector (PD). Sinyal listrik yang keluar dari PD inilah yang digunakan sebagai mm-wave. Metoda heterodyne ini pada awalnya ditujukan untuk mendeteksi sinyal lemah dengan menaikkan S/N ratio dari detektor. Pada sistem deteksi heterodyne, yang dideteksi adalah amplitudo dari sinyal dengan frekuensi ω . Sementara sebenarnya amplitudo tersebut berosilasi dengan frekuensi sudut $\Delta\omega$.



Gambar 2. Prinsip dasar pembangkit mm-wave dengan metoda optical beating.

Jika *lasing* frekuensi LD1 dan LD2 masing-masing dinotasikan dengan ω dan $\omega + \Delta\omega$, maka medan listrik

dari cahaya yang keluar dari LD1 dan LD2 dapat diungkapkan dengan persamaan (1) dan (2) dibawah:

$$LD1 : E_1 = E_{01} \cos \omega t \quad (1)$$

$$LD2 : E_2 = E_{02} \cos(\omega + \Delta\omega)t \quad (2)$$

Selanjutnya jika dua buah medan listrik ini dicampurkan pada photodiode, maka photocurrent yang muncul dapat diungkapkan dengan persamaan sebagai berikut:

$$I_{pd}(t) = E_{total}(t) \cdot E_{total}^*(t) \quad (3)$$

dimana,

$$E_{total}(t) = E_1(t) + E_2(t) = E_{01} \cos \omega t + E_{02} \cos(\omega + \Delta\omega)t$$

Persamaan (3) tersebut dapat diuraikan sebagai berikut:

$$I_{pd}(t) = E_{total}(t) \cdot E_{total}^*(t) = \{E_{01} \cos \omega t + E_{02} \cos(\omega + \Delta\omega)t\}^2 = \frac{E_{01}^2}{2} + \frac{E_{02}^2}{2} + \frac{E_{01}^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{E_{02}^2}{2} \cos 2(\omega + \Delta\omega)t + E_{01}E_{02} \cos \Delta\omega t + E_{01}E_{02} \cos(2\omega + \Delta\omega)t \quad (4)$$

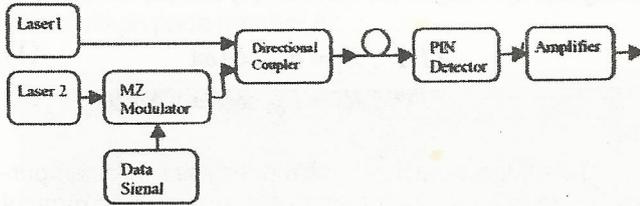
Dari persamaan (4) ini, kita dapat membagi sinyal sebagai berikut:

- Suku pertama dan kedua adalah sinyal yang merupakan komponen DC murni
- Suku kedua, ketiga dan kelima adalah sinyal harmonika yang berosilasi pada frekuensi cahaya. Sinyal ini akan dideteksi sebagai komponen DC oleh photodiode karena kemampuan response photodiode yang digunakan tidak bisa mendeteksi osilasi pada frekuensi cahaya
- Suku keempat adalah sinyal yang berosilasi pada beat frekuensi $\Delta\omega$. Sinyal inilah yang akan dideteksi oleh photodiode sebagai sinyal mm-wave. Oleh karena itu, jika setelah photodiode pada gambar 2 kita pasang DC-block (dapat berupa bias-Tee) maka arus photodiode akan menjadi:

$$I_{pd}(t) = E_{01}E_{02} \cos \Delta\omega t$$

Selanjutnya jika salah satu sinar adalah sinar yang termodulasi oleh data maka sinyal yang keluar dari PD akan merupakan sinyal yang mengandung data tersebut yang telah di-upconvert ke frekuensi millimeter-wave. Gambar dibawah memperlihatkan bagaimana struktur rangkaannya jika suatu data akan ditransmisikan dengan menggunakan carrier frekuensi mm-wave. Dalam gambar tersebut diperlihatkan bahwa external modulator (MZ Modulator) diletakkan setelah salah satu dari sumber sinar

laser dan sebelum directional coupler.



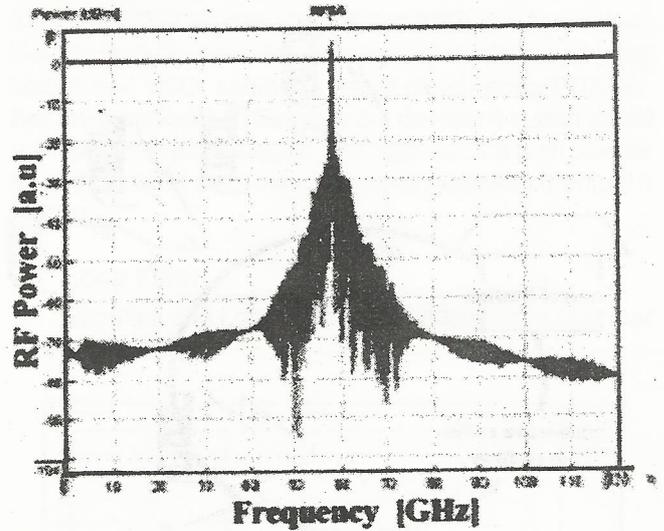
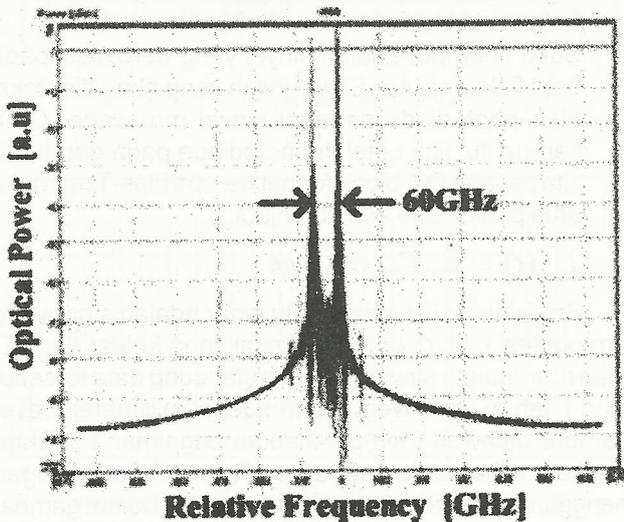
Gambar 3. Struktur rangkaian transmisi data dengan mm-wave.

Penulis telah mencoba melakukan simulasi untuk membuktikan hal tersebut diatas. Hasil simulasi diperlihatkan dalam gambar 4. Panjang gelombang LD yang digunakan di set pada sekitar 1500nm dan *beat frequency* antara dua LD diset pada nilai 60GHz. Dalam rangkaian nyata, pengaturan panjang gelombang LD dapat dilakukan melalui dua cara yaitu dengan mengatur kuat arus injeksi atau dengan mengatur suhu.

Untuk menghasilkan beat sebesar 60GHz, selisih panjang gelombang optik yang dibutuhkan $\Delta\lambda$ dapat dihitung dengan persamaan berikut:

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta\lambda &= \frac{\lambda^2}{c} \Delta f \\ \Delta\lambda &= \frac{(1500 \times 10^{-9})^2}{3 \times 10^8} (60 \times 10^9) \\ &= 0.045 \text{ nm} \end{aligned} \right. \quad (5)$$

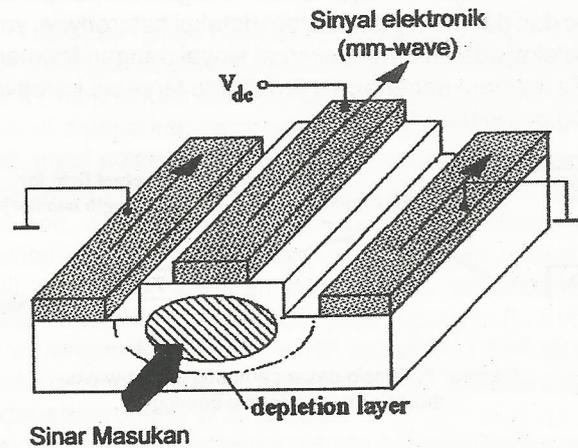
Jadi dibutuhkan kemampuan tuning yang mampu menggeser panjang gelombang sebesar 0.045nm.



Gambar 4. Hasil simulasi pembangkit mm-wave berfrekuensi 60GHz. Gambar sebelah atas adalah spektrum dari LD1 dan LD2, sedangkan gambar sebelah bawah adalah spectrum RF dan sinyal beating yang dideteksi oleh PD.

3. Komponen Photodetector

Dalam rangkaian pembangkit gelombang millimeter yang diterangkan pada bagian sebelumnya terdapat komponen photodetector yang dituntut untuk mampu bekerja pada frekuensi mm-wave. Pada saat ini, telah banyak dipublikasi hasil-hasil terkini teknologi PD yang mampu bekerja pada pita frekuensi gelombang millimeter. Diantara yang paling atraktif adalah dengan menggunakan traveling wave photodetector (TW-PD) sebagaimana diperlihatkan dalam gambar 5. Konsep dasar dari TW-PD ini adalah optical waveguide yang terbuat dari multi quantum well (MQW) yang pada bagian atasnya diletakkan elektroda.



Gambar 5. Struktur traveling-wave photodetector.

Pada hasil simulasi yang diperlihatkan dalam gambar 4 sebelumnya, untuk mendapatkan RF spectrum sinyal yang keluar dari Photodetector, kami menggunakan model sederhana berdasarkan prinsip two wave mixing dalam photodiode dimana persamaan photocurrent dapat diturunkan sebagai berikut:

$$i(t) = R \left[\sum_{k=1}^N P_k m_k(t) + 2\Re \left(\sum_{k=1}^{N-1} \sum_{i=k+1}^N \sqrt{P_i P_k} m_i(t) m_k(t) \cos[(\omega_i - \omega_k)t + \phi_k(t) - \phi_i(t)] \right) \right] \quad (6)$$

dimana, R adalah responsivity dari photodiode, $m(t)$ adalah modulasi sinyal, ϕ adalah fasa sinyal optik, P adalah besar daya cahaya rata-rata yang masuk ke photodiode, dan N adalah jumlah sinyal yang masuk ke photodiode, yang dalam hal ini $N = 2$. Selanjutnya spektrum RF didapat dengan memasukkan nilai photocurrent yang diperoleh pada subroutine FFT.

4. Kesimpulan

Telah dijelaskan metoda sederhana dan kompak cara pembangkitan gelombang millimeter dengan menggunakan prinsip heterodyne atau optical beating. Telah ditunjukkan pula hasil simulasi yang memperlihatkan kesesuaian dengan prediksi teoritis. Selain pembangkit gelombang millimeter telah dijelaskan teknologi terkini photodetector yang mampu beroperasi pada pita frekuensi gelombang millimeter. Penulis berharap pemaparan ini memberikan harapan besar bagi kegiatan penelitian komponen mm-wave yang sangat mungkin dikembangkan di Indonesia. Selain dua komponen kunci (yakni komponen pembangkit dan detector) yang disebutkan dalam makalah ini sebenarnya ada beberapa komponen penting lain yang tidak terpisahkan dari system ROF, yaitu modulator berkecepatan tinggi dan penguat derau rendah. Untuk modulator yang bekerja pada gelombang millimeter ini, penulis sedang melakukan investigasi pengembangan modulator dengan memanfaatkan bahan polymer dengan menggunakan struktur microring resonator.

Daftar Pustaka

- [1] S.J. Holmes, J.H. Watson, "Use of Radiowaves for Digital Data Transmission", *European Journal of Applied Radiotechniques*, Vol. 10, No. 3, March 1959, pp.134-191.
- [2] E. Paracucchi, *Electromagnetic Fields*, McDown-Hints, Newark, 1988.
- [3] S. Gonzales, T. Komoto, "Measurements of Radio Propagation in Urban, Sub-Urban and Rural Areas", in the Proceedings of the 19th International Conference on Personal, Mobile, and Satellite Digital Communications, Madrid, Spain, 1992.
- [4] J. O'Reilly, P. Lane, "Remote delivery of video services using mm-waves and optics", *Journal of Lightwave Tech.*, vol.12, no. 2, 1994.
- [5] T.S. Rappaport, "Wireless Communications - principles and practice", Prentice Hall PTR, New Jersey, 1996.
- [6] R.P. Braun, "Fiber Radio Systems, Applications and Devices", ECOC '98 Tutorial.
- [7] L. Noel et al, "Novel Techniques for High-Capacity 60-GHz Fiber-Radio Transmission Systems," *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.45, pp.1416-1423, 1997.
- [8] K. Sato et al, "Optical millimeter-wave generation by dual-mode operation of semiconductor mode locked lasers", *Electronics Letters*, vol. 36,2000.
- [9] C. Campbell, "Resonant-cavity photodiodes," in Proc. IEEE int. Electron Devices Meeting, Washington DC, Dec. 10-13, pp. 575-578, 1995.
- [10] Y. Chung, N. Dagli, "Analysis of z-invariant and z-variant semiconductor rib waveguides by explicit finite difference beam propagation method with nonuniform mesh configuration", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. 27, No. 10, pp. 2296-2305, 1991.
- [11] G.R. Hadley, "Transparent boundary condition for beam propagation", *Optics Letters*, Vol. 16, No. 9, pp. 624-626, 1991.
- [12] W.D. Smith, "A nonreflecting plane boundary for wave propagation problems", *Journal of Computational Physics*, Vol. 1, pp. 492-503, 1991.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF PC-BASED AUDIOMETER BASED ON BRAINSTEM AUDITORY EVOKED RESPONSE

*Ali al-Afsaa^{1,2)}
Soegijardjo Soegijoko²⁾*

ABSTRACT

As the technology advances, equipment updates and special area of application comes up. Hearing losses during infancy and childhood have many negative future effects and impacts on the child life and his/her productivity. The earlier detection of hearing losses, the earlier medical intervention and then the greater benefit of remediation will be. This article describes the efforts of designing and implementing PC-based audiometer system. It is built up on Brainstem Auditory Evoked Response (BAER) method to detect hearing impairments and sensory dysfunctions for infants, double handicap, and uncooperative patients. The efforts are confined to design and implement a hardware prototype and the necessary software package. The system generates and delivers audible stimuli to the under-test ear invoking BAER signals. Standard electroencephlo-graphy (EEG) electrodes located on the scalp pick up the invoked biopotential. Averaging method and digital and analog filtration are the main block to extract BAER. The laboratory experiments on the designed and implemented hardware give encouraging results. They are the main step toward clinical experiment where a chirp stimulus will be used to invoke BAER signal instead of traditional click and tone stimulus.

1. Introduction

There is a clear necessity for improved method and models for early identification of hearing impairment. It, especially, is in the busy community where the parents spend most of thier time away from their children undertaking their children to caretakers or house nurse. Many children are born deaf. Many more are born with less severe degrees of hearing impairment, while others develop hearing impairment during childhood. Reduced

hearing acuity during infancy and early childhood interferes with the development of speech and verbal language skills [1]. On the other side significantly reduced auditory input adversely affects the auditory nervous system developing that in turn can have harmful effects on social, emotional, cognitive, and academic development, as well as on a person's vocational and economic potential. Moreover, delayed identification and management of severe to profound hearing impairment may impede the child's ability to adapt to life in a hearing world or in the deaf community.

The first three years of life is the most important period for language and speech development [1]. If, for any reason, hearing impairments have not been detected and identified early, the child will be lost much of his crucial period for language and speech learning. Currently there is general agreement that hearing impairment should be recognized as early in life as possible, so that the remediation process can take full advantage of the plasticity of the developing sensory systems and the child can enjoy normal social development. There exist several methods to detect hearing impairment in the first year of life. Behavioral method, Brainstem Auditory Evoked Response method (BAER), and Evoked OtoAcoustic Emission (EOAE) methods are the most currently in use methods.

Based on BAER method a hardware prototype has been designed and implemented. It generates an acoustic stimulus to invoke the under-test hearing system. Then surface standard electrodes acquire the invoked biopotential that will be conditioned analogically before it is sent into the computer for later necessary process. A PCI (NI-DAQ) data acquisition board is currently under usage to be the interface between the computer and our prototype. A software package is under development. It controls the implemented prototype making the whole system acts as an audiometer to conduct hearing tests.

A laboratory experiments has been conducted to verify the hardware prototype functionality. The encouraging test results revealed that the circuits function as they were expected to do without any hazard of electrical shocks.

In the following sections, BAER method will be pointed out as a method choice to conduct hearing

Korespondensi:

1) Homs Health Care Department; Homs-Syria.
E-mail : syrianjaya@hotmail.com

2) Biomedical Engineering Program, Department of Electrical Engineering, Institut Teknologi Bandung.

impairment in the first few hours of the life. Then the problem background and suggested solution are highlighted. After that a block diagram of designed and implemented audiometer system. And finally the test results and conclusion are shown.

2. Common Current Methods of Hearing Impairment Detection

2.1. Behavioral Testing

It is the traditional method, but because of its high accuracy, it is still used for adult patients and as a reference method. Behavioral testing (such as conditioned orienting response) usually can be used after 6-months-age or later. It maybe used to detect hearing impairment reliably in almost all infants prior to the acquisition of speech and language. Several disadvantages of this strategy exist, first to conduct hearing test for children at 6-months-age, this method requires skilled personnel and is time-consuming. Second, unlike newborn testing, older infant evaluation requires reasonable access to a testing facility. Third, Testing is most difficult in developmentally delayed infants who are at highest risk [1], [2].

2.2. Brainstem Auditory Evoked Responses (BAER)

BAER can be used to screen hearing impairment in newborns since BAERs do not require a voluntary response and can be done without sedation. This screening test is highly sensitive; nearly all children born with significant congenital hearing deficits could be detected in the newborn nursery using BAER and can be referred for further evaluation. However, this method results in false-positive test result referring to the existence of hearing impairment for normal hearing infant [1], [2]. On the other side BAER screening and follow up are expensive, time consumed, and require trained personnel, so it is applied principally to newborns who are at highest risk for hearing impairment.

2.3. Evoked Otoacoustic Emissions (EOAE)

EOAE represents the newest type of newborn screening method that offers potential additional benefits. Like the BAER, this technique could be applied to all newborns prior to hospital discharge. The measurement of EOAE can be performed in the newborn nursery with less skilled personnel in a shorter time than conventional BAER and without the need for scalp electrodes. The sensitivity of EOAE in the detection of congenital hearing impairment is very high, but newborn EOAE testing tends to have higher false-positives in comparison with BAER, especially during the first 48 hours of life [1].

The early detection of hearing impairment is the early identification and then the earlier medical and rehabilitation and intervention will be. There is general agreement to attend the children, especially who are in high-risk, for

hearing test before discharging the newborn from the hospital. So it is clear that the best method to conduct hearing test in the first 48 hours of life is BAER. Because EOAE is a cheap method and easy to conduct some audiologists suggest EOAE conducting for all children and if any fail to pass EOAE test, he/she attended for BAER test. This is because EOAE has higher false-positive results than BAER.

3. Audiometer and Audiometry

Audiometry is the process in which the audiologist conducts sensorineural hearing test by using an equipment called audiometer. Figure (1) shows a very simplified block diagram of BAER-based audiometer that works as follows. A stimulus generator generates audible stimuli of specific characteristics and repetition rate. An audio amplifier amplifies the generated stimuli to the level that produces user-selected loudness measured in dB SPL (sound pressure level).

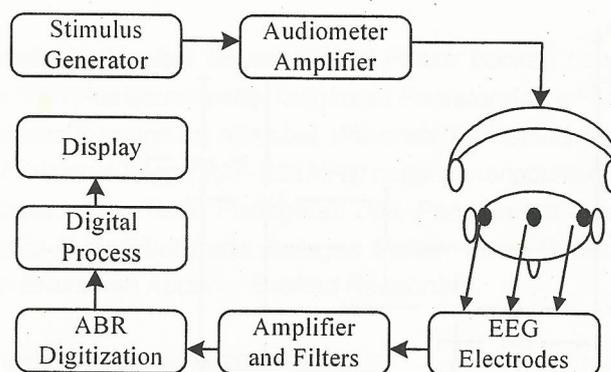


Figure (1): A simplified general block diagram of ABR audiometer [4].

A headset fixed to the patient head delivers the audible stimuli to the under-test ear. Each stimulus evokes its own biopotential signal (BAER) that appears on the scalp. Standard surface EEG electrodes that are located on the scalp pick up the invoked BAER signal. Picked up potentials are amplified, filtered, and conditioned analogically to attenuate environmental and biopotential noise component and enhance the required BAER signal. The signal is then digitized and processed digitally to be displayed and recorded in some way.

4. Problem Limitations and Background

Applying an audible stimulus to the hearing system invokes a biopotential signal. The hearing cells of the cochlea fire biopotential as a response to and acoustic audible stimuli. The emitted biopotential signal passes

through the hearing nerve into the brainstem and then spread over the brain cortex. In its way to the cortex, biopotentials can be measured at different position and levels. Brainstem Auditory evoked response (BAER) is the biopotential signal measured at the brainstem level and where its name comes from. On the scalp BAER is maximum of $0.1-10\text{mv}_{pp}$ of amplitude and has frequency components in the range of 100Hz to 3kHz [3]. BAER signal will be picked up by using EEG surface electrodes. They are non-active electrodes and will pick up any signal available on the scalp during BAER measurement. The other biopotentials that may appear on the scalp form the background noise. They have frequency components in the same range as BAER but with higher amplitude. Figure (2) below shows the amplitude and the range of frequency of biopotential signal that could form the background noise. The brain activity is the most effective and possible to interfere with the required BAER. On the other side the environmental noise and the 50 Hz of power line are the other noise may interfere strongly with our intended BAER sign

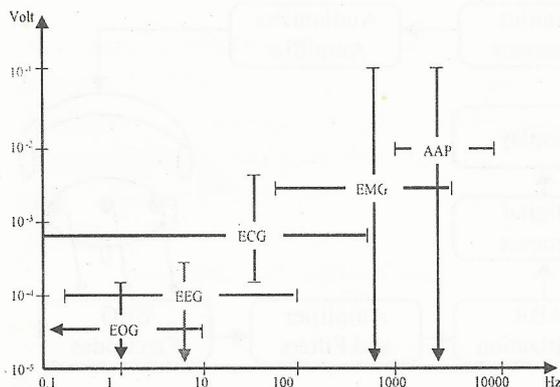


Figure 2 : Voltage and frequency of some common Biopotential. Some of them appear on the scalp. Electrocardiogram (ECG), electroencephalo-gram (EEG), electrooculogram (EOG), electromyogram (EMG), axon action potential (AAP). [Webster].

5. Research Methodology

During BAER measurement, the EEG electrodes will pick up any existing signals on the scalp. Some of noise signals have frequency components out of the frequency range of BAER. An analogical filtration circuits will be designed to attenuate all the components of environmental and background noise that are out of the BAER frequency range. On the other side, BAER appears as a response to an acoustic stimulus so it is a time-locked signal. All the other noise (biopotential and environmental) signals appear randomly in relation to the stimulus signal. Based on this fact the averaging method will be used to extract the BAER signal from its background and environmental noise components. In this method the audible stimulus

will be applied repeatedly 1000 times at repetition rate 2-10 stimuli per second. Then the analogically conditioned BAER response will be averaged to enhance the invoked BAER by attenuating the other random signal.

6. System Design and Implementation

The designed and implemented prototype consists of three modules as shown in figure (3). They are Amp & control module, the analog process module, and power supply module (does not appear in figure (3)). A PCI 6024-E (Ni-DAQ) board is used as a data acquisition board to be the PC interface. Ni-DAQ is data acquisition board that has analog input and output device objects in addition to a digital input/output ones. A part of software package is developed to generate a specific characteristics chirp stimulus. The stimulus intensity (in dB SPL) is entirely under software control. It is by automatically setting up the analog-output-channels properties and interactively assigning the stimulus intensity. Ni-DAQ is set up to provide two analog-output-channels. Each ear receives its stimulus separately from its dedicated channel as shown in figure (3). Each channel output has its own audio amplifier circuit that is designed and implemented to have fixed gain. The analog-output-channels are also used to generate the necessary synchronization signals. While one channel functions as a stimulus output the other functions as a synchronous signal source. During hearing test, the right ear and left ear will never stimulated simultaneously but interchangeably. The control circuit is implemented on the same board as audio amplifiers. It translates the software control commands and verifies synchronization. Commands determine the ear to be stimulated and the electrodes set to pick up the stimulated BAER response. The amplified stimulus is delivered to the connected piece of a TDH39P headset. Two EEG surface electrodes located on the scalp are necessary to pick up the invoked BAER of the under-test ear. Then a pre-amplifier circuit amplifies picked up signal primarily and passes it to a band-pass filter of $200-3000\text{Hz}$ cut-off frequencies. The analog filters attenuate the biopotential and environment noise components that are outside the BAER frequency range and at the same time enhances BAER signal. Through the final amplification and the 50 Hz high-pass filter stages, the signal is amplified to be suitable for the Ni-DAQ analog-input and the 50Hz is attenuated as much as possible. ABR signal is stored temporarily in the Ni-DAQ registers before it is extracted to the PC memory where it is saved to a file for the later advanced process. MatLab software is used to design user interface windows, set up and control Ni-DAQ device objects, emit required signals to control designed an implemented prototype, and conduct the required signal processing method to extract and display BAER signal information.

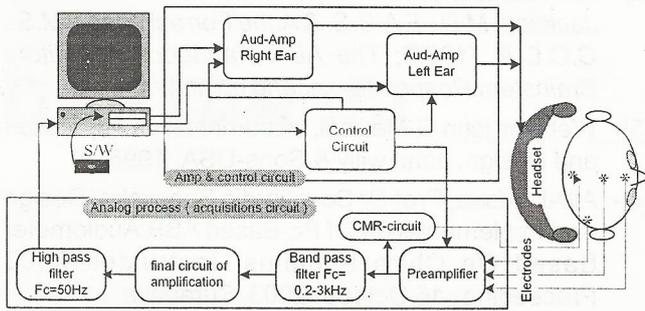


Figure 3: Block diagram of realized PC-based BAER Audiometer [4].

7. Results of Laboratory Experiments

The audio amplifier module has been designed and implemented to be able to generate audible sine wave at frequencies 500Hz, 1kHz, 2 kHz, 4 kHz, and 8 kHz. At each frequency the audible intensity of 5 dB SPL increment step ranges between 55 dB SPL to 110 dB SPL. They are the required frequency and intensity values to conduct hearing tests. The laboratory experiment is conducted in a sound shielded chamber by using the standard TDH-90 headset that is clinically used to conduct hearing test. A Sound level meter provided with selective filter is used to measure the audible output of the headset. The results of laboratory calibration are listed in the table (1). The 50 dB SPL is the minimum intensity that can be produced at all required frequencies except at 4000 Hz where the minimum intensity is 55dB SPL. 110 dB SPL is the highest intensity can be produced at frequencies 500 and 8000Hz while 115 dB SPL is at 1000 Hz and 120 dB SPL at 2000 and 4000 Hz.

Table (1): Intensity calibration result. The √ sign means the intensity is produced while X sign means the intensity cannot be reached.

Frequency Intensity	500 Hz	1000 Hz	2000 Hz	4000 Hz	8000 Hz
45 dB SPL	X	X	X	X	X
50 dB SPL	√	√	√	X	√
55 dB SPL	√	√	√	√	√
60 dB SPL	√	√	√	√	√
65 dB SPL	√	√	√	√	√
70 dB SPL	√	√	√	√	√
75 dB SPL	√	√	√	√	√
80 dB SPL	√	√	√	√	√
85 dB SPL	√	√	√	√	√
90 dB SPL	√	√	√	√	√
95 dB SPL	√	√	√	√	√
100 dB SPL	√	√	√	√	√
105 dB SPL	√	√	√	√	√
110 dB SPL	√	√	√	√	√
115 dB SPL	X	√	√	√	X
120 dB SPL	X	X	√	√	X

The analog process module has been tested in tow steps; the first is dedicated to verify the filters functionality. It is Butterworth filter that passes all frequencies in the range 200 Hz and 3000 Hz and attenuates the other

components (especially the 50Hz and its first and second harmonics) drastically. The laboratory experiment resulted in the filtration response shown in figure (4).

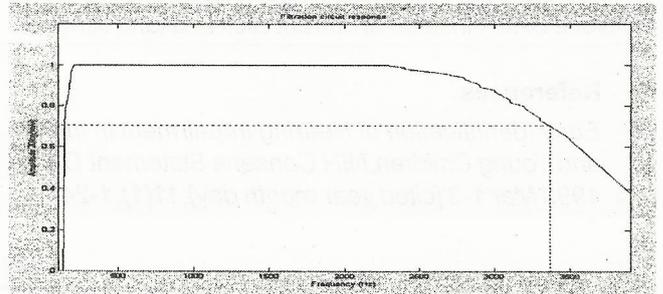


Figure 4: Measured response of filtration circuits

The second step is conducted to verify the module ability to amplify signal of order of a few microvolts; the experiment is conducted in unshielded laboratory environment. Figure (5) shows the input and output of applying a 2000 Hz signal of amplitude 10mVp-p at the circuit input.

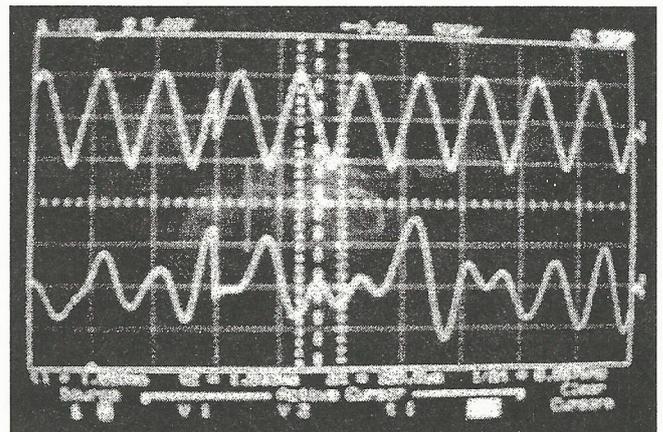
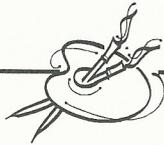


Figure 5: The upper signal is measured at the voltage divider input (1 V/D) that its output is 10⁻⁵ times its input. The lower signal is the process module output (5 V/D).

8. Conclusion

The designed and implemented prototype is able to amplify signals of order BAER signal and attenuate the noise components out of the range 150 Hz to 3500 Hz. But 50Hz of power line and its second and third harmonics still exist. So there will be a necessity for digital filtration in the advanced process of BAER signal. On the other side the prototype is able to generate audible intensities range from 50 to 110 dB SPL. During clinical hearing test, intensities of 120 dB SPL have to be avoided to avoid headset damage. And the 45 dB SPL is useless because the noise of the sound shielded chamber is in the range 45 to 49 dB SPL.



Catatan Penulis :

- Redaksi menerima naskah karangan berupa hasil penelitian, pengembangan, dan penerapan dalam bidang Ilmu Pengetahuan dan Teknologi, diutamakan hasil dari kelompok kerja penelitian.
- Naskah karangan ditulis dalam Bahasa Indonesia atau Bahasa Inggris, diketik rapi dengan jarak dua spasi.
- Setiap karangan harus dilengkapi dengan intisari yang ditempatkan di antara judul dan isi karangan, dan tidak melebihi 300 kata.
- Gambar harus diberi nomor berurutan, diberi keterangan ringkas dan disebutkan dalam isi karangan. Gambar harus disesuaikan dengan ukuran halaman majalah (A4) dan berkualitas bagus.
- Daftar Pustaka atau referensi ditulis mengikuti aturan sebagai berikut : nomor, nama pengarang, tahun penerbitan, judul karangan, nama jurnal/majalah/penerbit, jilid, nomor halaman.
- Redaksi berhak mengubah susunan naskah karangan tanpa mengubah isinya.



**JURNAL
ELEKTRONIKA dan TELEKOMUNIKASI**

PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI - LIPI
Jl. Cisitu No. 21/154 D Tlp. (022) 250 4660, 250 4661 Fax. (022) 250 4659 - Bandung 40135
<http://www.telkoma.lipi.go.id>