

JURNAL

ISSN 1411-8289

Elektronika dan Telekomunikasi

VOLUME 6, NOMOR 1

Januari - Juni 2006



LIPI

PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI
LEMBAGA ILMU PENGETAHUAN INDONESIA

J. El. Kom	Vol. 6	No. 1	Hal. 1-45	Bandung Januari 2006	ISSN 1411-8289
------------	--------	-------	-----------	-------------------------	-------------------

JURNAL Elektronika dan Telekomunikasi

SUSUNAN REDAKSI

Penanggung Jawab : Kepala Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi,
(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 IFORMASI
PPET - LIPI
Jl. Sangkuriang Bandung 40135
Tlp. (022) 250 4661 Fax. (022) 250 4659
E-mail : info@ppet-lipi.go.id

DAFTAR ISI

Kata Pengantar

1. Rancangan Susunan Antena 2-Element pada Harmonik ke-2 Pita Frekuensi 2,4 Ghz 1 - 9
(*A.Kurniawan, A. Hasyim, Yuyu Wahyu*)
2. Pengaruh *Zero Forcing Equalizer* terhadap Penentuan Waktu Sampling Awal pada Sistem Komunikasi *Digital Baseband*. 10 - 16
(*Fiky Yosef S, Arief Suryadi S, Ros sariningrum*)
3. Perbandingan Unjuk Kerja Sistem Modulasi QPSK dan OQPSK 17 - 23
(*Ros Sariningrum, Yaya Sulaeman, Asep Yudi Hercuadi*)
4. Power Divider/Combiner untuk Aplikasi Penerima GPR pada Frekuensi 100-500MHz. 24 - 31
(*Yusuf Nur Wijayanto, Yuyu Wahyu*)
5. Kajian Sistem Pengukuran Kuat Medan Sinyal TV. 32 - 39
(*Pamungkas Daud, Yusuf Nur Wijayanto, Dadin Mahmudin*)
6. Studi Awal Jaringan Sistem Komunikasi Cahaya Nirkabel dengan Menggunakan Sinar Infra Merah. 40 - 45
(*Yudi Yuliyus Maulana, Iip Syarif Hidayat*)

KATA PENGANTAR

Assalamu'alaikum Wr.Wb.

Pembaca *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi* yang budiman.

Kita panjatkan puji dan syukur ke hadirat Allah SWT yang telah memberikan karunia sehingga *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi* dapat terbit dihadapan para pembaca semua. Terbitan volume 6 nomor 1 “*Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi*”, memuat sebanyak 6 buah tulisan, pada terbitan ke 6 ini materi jurnal cukup beragam meliputi:

Rancangan Susunan Antena 2-Element pada Harmonik ke-2 Pita Frekuensi 2,4 GHz, Pengaruh Zero Forcing Equalizer terhadap Penentuan Waktu Sampling Awal pada Sistem Komunikasi Digital Baseband, Perbandingan Unjuk Kerja Sistem Modulasi QPSK dan OQPSK, Power Divider / Combiner untuk Aplikasi Penerima GPR pada

Frekuensi 100-500MHz, Kajian Sistem Pengukuran Kuat Medan Sinyal TV, Studi Awal Jaringan Sistem Komunikasi Cahaya Nirkabel dengan Menggunakan Sinar Infra Merah.

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

Rancangan Susunan Antena 2-Elemen pada Harmonik ke-2 pita Frekuensi 2,4 GH

Adit Kurniawan*), A. Hasyim**), Yuyu Wahyu***)

*) Dosen Teknik Elektro-ITB

) Mahasiswa S2 SIT Teknik Elektro-ITB *) Peneliti PPET- LIPI

(*Jl. Ganesa 10 Bandung, (***)Jl Sangkuriang Bandung 40135

E-mail : yuyu.wahyu@ppet.lipi.go.id

Abstract

Harmonic active antennas are designed to obtain higher frequency radiation. The active antenna consists of a FET oscillator which plays as fundamental frequency oscillator and as a frequency multiplier, and patch antenna resonated at second harmonic frequency as the radiator. Maximum second harmonic power can be extracted when the load impedance of the oscillator is optimized both at fundamental and second harmonic frequencies. A rectangular patch antenna is used to radiate the second harmonic output power from the oscillator. The Oscillator and patch antenna were fabricated using microstrip technology on a Duclad 522 substrate (relative permittivity $\epsilon_r = 2,5$) with a thickness of 1,57 mm. We used GaAsFET AT-8250 as the active component. Fundamental frequency is designed at 2,4 GHz band, so that the second harmonic frequency will be at 4,8 GHz band. The frequency is chosen to fulfill the needs of communications in the rural areas using the Industrial Scientific, and Medical (ISM) band.

Keywords : harmonic frequency, microstrip, oscillator.

Abstrak

Antena harmonik dirancang untuk mendapatkan frekuensi kerja yang lebih tinggi. Pada penelitian ini telah dirancang dan direalisasikan antena aktif bekerja pada frekuensi harmonik kedua. Antena aktif ini terdiri atas osilator FET yang bekerja pada dua fungsi : sebagai pembangkit frekuensi fundamental yang sekaligus sebagai pengali frekuensi, dan antena patch yang resonan pada frekuensi harmonik kedua. Osilator dan antena patch dibuat menggunakan teknologi mikrostrip pada substrat Duclad 522 (permitivitas relatif $\epsilon_r = 2,5$) dengan ketebalan 1,57 mm, yang menggunakan GaAsFET AT-8250 sebagai komponen aktifnya. Frekuensi fundamental yang dirancang adalah pada pita 2,4 GHz, sehingga frekuensi harmonik yang dihasilkan adalah sekitar 4,8 GHz. Hal ini dipilih untuk memenuhi kebutuhan komunikasi di daerah terpencil yang menggunakan pita frekuensi Industrial Scientific, and Medical (ISM).

Kata kunci : frekuensi harmonik, microstrip, osilator.

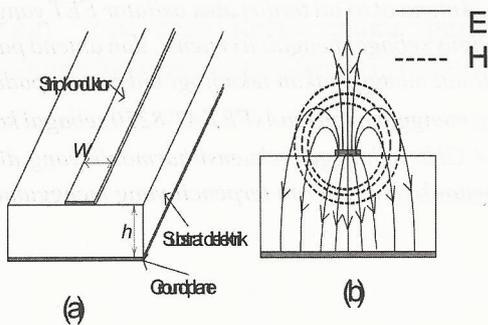
1. Pendahuluan

Teknologi *solid-state* memiliki kompleksitas yang tinggi pada pemakaian frekuensi tinggi. Salah satu cara untuk membangkitkan daya tinggi pada frekuensi yang lebih tinggi dari pada frekuensi batas tersebut adalah dengan menggunakan pembangkit frekuensi harmonik kedua, ketiga dan seterusnya. Metode ini dapat menjadi salah satu alternatif solusi kebutuhan frekuensi pembawa

yang semakin tinggi di bidang telekomunikasi. Penyapuan berkas (*beam scanning*) pada frekuensi harmonik kedua menggunakan *multiplier* telah diusulkan [1], tetapi sistem ini sangat kompleks. Selain kompleksitas rangkaian pengali itu sendiri, harus dipikirkan juga rangkaian penyesuaian impedansi antara sumber dengan *multiplier*, dan antara *multiplier* dengan beban. Untuk membangkitkan komponen harmonik, antena

sebagai beban dari osilator harus dibuat bersifat dominan resistif pada frekuensi harmonik yang akan dibangkitkan dan bersifat reaktif pada frekuensi fundamental dan komponen harmonik lainnya [2]. Dalam penelitian ini akan diteliti frekuensi harmonik kedua yang teradiasi dari antenna aktif dan susunannya. Komponen aktif yang digunakan adalah transistor FET. Bahan substrat untuk fabrikasi digunakan Duroid atau Teflon.

Rangkaian aktif yang berupa osilator dan bagian antenna, keduanya direalisasikan dengan basis mikrostrip. *Microstrip line* adalah tipe saluran transmisi yang paling populer dalam membangun suatu rangkaian *microwave*. *Mikrostrip line* memiliki sifat mudah untuk difabrikasi dengan teknik *printed-circuit*, sehingga akan sangat mudah diintegrasikan dengan komponen pasif atau komponen aktif lainnya. Secara umum *microstrip line* adalah suatu saluran transmisi yang terdiri dari *strip* planar konduktor dengan lebar jalur W dan *ground plane* yang dipisahkan oleh suatu bahan dielektrik dengan ketebalan h , seperti ditunjukkan pada Gambar 1.



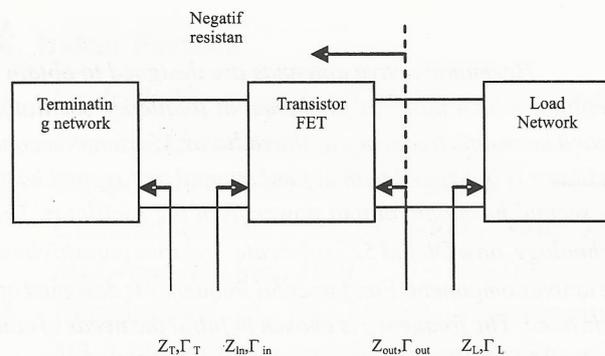
Gambar 1: Mikrostrip line.
 (a) bentuk geometris.
 (b) medan Elektrik (E),
 magnetic(H) pada mikrostrip line.

Dielektrik yang biasa digunakan dalam praktek diantaranya Duroid dengan permitivitas $\epsilon=2.56\epsilon_0$, quartz ($\epsilon=2.78\epsilon_0$), alumina ($\epsilon=9.7\epsilon_0$), silikon

($\epsilon=11.7\epsilon_0$), teflon ($\epsilon=2.56 \epsilon_0$), dimana ϵ_0 adalah permitivitas dalam ruang hampa ($\epsilon_0= 8.854 \times 10^{-12}$ F/m) dan ϵ_r adalah permitivitas relatif bahan.

2. Perancangan Antena

Realisasi osilator dengan basis resistansi negatif menggunakan komponen aktif FET yang direkayasa sedemikian hingga menjadi resistansi negatif dapat ditunjukkan pada gambar 2.

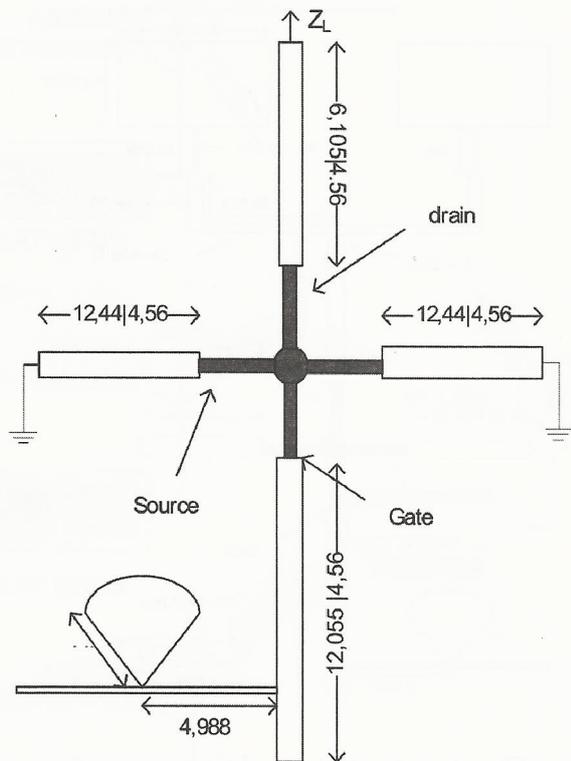


Gambar 2: Konfigurasi resistansi negatif

Transistor yang digunakan adalah jenis : GaAsFET AT-8250, $V_{ds} = 3$ V, $I_{ds} = 20$ mA, parameter S FET pada konfigurasi *common source*:
 $S_{11} = 0,92 \angle -64^\circ$; $S_{12} = 0,068 \angle 45^\circ$
 $S_{21} = 3,91 \angle 121^\circ$; $S_{22} = 0,48 \angle -49^\circ$.

Osilator dengan basis resistansi negatif tersebut akan menghasilkan komponen harmonik maksimum jika beban dibuat resistif murni pada frekuensi harmonik tersebut. Rangkaian osilator ini dibuat dengan basis rangkaian mikrostrip dengan bahan Duroid 522 ($\epsilon_r=2.5$), dengan ketebalan substrat 1,57 mm. Frekuensi fundamental f_0 yang dihasilkan sekitar 2.441 GHz. Perangkat lunak simulasi yang digunakan adalah Ansoft Ensemble (MoM based software).

Gambar 3 menunjukkan tampak atas dari rangkaian osilator 2.441 GHz dengan $Z_L = 99$ ohm. Konfigurasi biasing FET adalah *common source*.

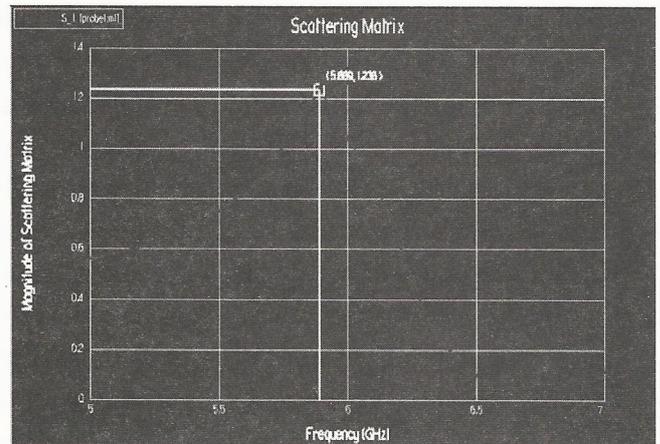


Gambar 3 : Rangkaian osilator resistansi negatif pada $f = 2.441\text{GHz}$

Lebar jalur untuk *microstrip line* dengan impedansi karakteristik 50 ohm pada rangkaian osilator adalah 4,56 mm. Untuk *biasing* digunakan *R-stub* (*coke*) yang memiliki karakteristik *blok ac* dan meloloskan dc.

Hasil simulasi pada Gambar 4 menunjukkan pengukuran parameter *S* pada arah beban ($|\Gamma_t|$). Nilai maksimum $|\Gamma_t|$ dari desain adalah 1.238 yaitu terjadi pada frekuensi 2.435 GHz. Karena $|\Gamma_t| > 1$ maka terjadi osilasi dan frekuensi osilasinya adalah 2.441GHz.

Besarnya lebar pita f_{3dB} (ditunjukkan dengan jarak antara $|\Gamma| = 1$) berhubungan dengan faktor kualitas (*Q*) dari rangkaian. Faktor kualitas menunjukkan besarnya daya yang diradiasikan pada frekuensi osilasi.



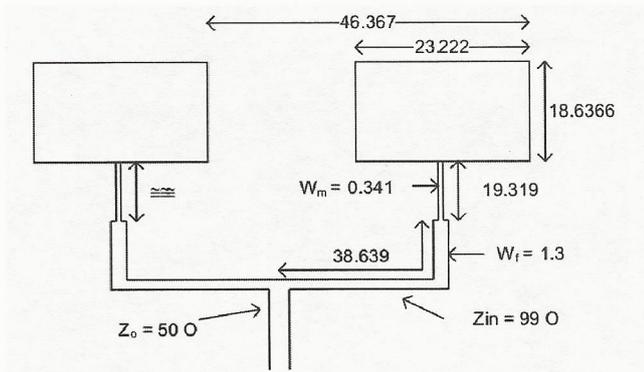
Gambar 4: Nilai *S* parameter (Γ) diukur pada output beban Z_L

Pengubahan nilai V_{gs} akan menyebabkan pergeseran frekuensi osilasi dan nilai amplitude keluaran. Berdasarkan hasil percobaan dengan mengubah-ubah nilai V_{gs} , dipilih V_{gs} nol sebagai realisasi. Penurunan nilai V_{gs} memiliki kecenderungan menurunkan frekuensi osilasi dan amplitude keluaran. Tidak dilakukan perubahan V_{gs} secara positif karena akan mendorong FET pada daerah *pin-off*.

A. Realisasi Susunan Antena Patch

Gambar 5 memperlihatkan tampak atas dari rangkaian antena aktif pada harmonik kedua. Antena patch dipasang sebagai beban Z_L dari osilator. Pengaturan biasing dengan mengubah nilai dc pada V_{gs} dan V_{ds} .

Pada frekuensi fundamentalnya 2.441 GHz $Z_{in} = -13,613 - j55,84$. Sedangkan pada frekuensi harmonik kedua $Z_{in} = 99$ ohm. Z_{in} adalah impedansi input bagian antena patch. Nilai Z_{in} bersifat dominan resistif pada harmonik kedua dan dominan kapasitif pada frekuensi fundamentalnya.



Gambar 5 : Rangkaian antenna susunan 2-elemen

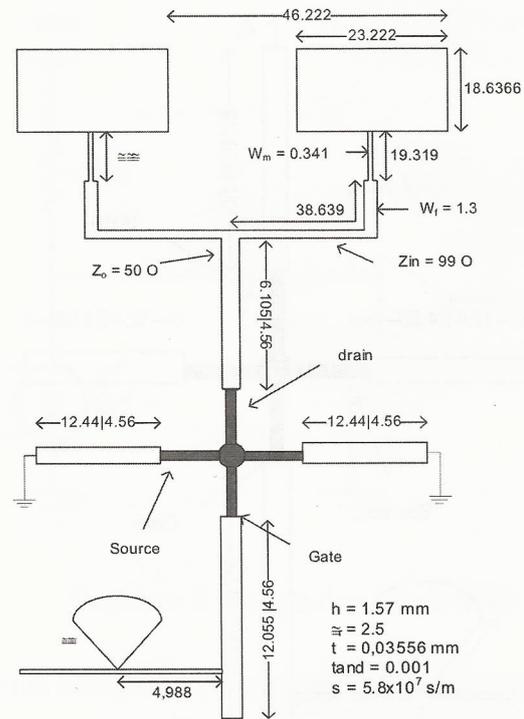
B. Antena Aktif Susunan

Untuk melakukan penyesuaian impedansi antara tiap antenna elemen yang disusun, maka digunakan coupling yang berupa saluran transmisi 50 ohm. Karena impedansi masing-masing elemen antenna yang dihasilkan adalah 99 ohm, maka dengan pencatutan elemen secara parallel dari rangkaian aktif osilator pembangkit harmonic akan menjadi hampir sesuai (match)

Gambar 6 menunjukkan tampak atas dari susunan dua buah antenna beserta rangkaian aktif yang menghasilkan frekuensi pada harmonik kedua. Antena elemen 1 dan antenna elemen 2 adalah antenna susunan 2 elemen. Antena susunan 2-elemen tersebut dirancang untuk berfungsi sebagai peradiasi. Sedangkan rangkaian osilator dengan komponen aktif FET sebagai pembangkit dan sekaligus pengali frekuensi.

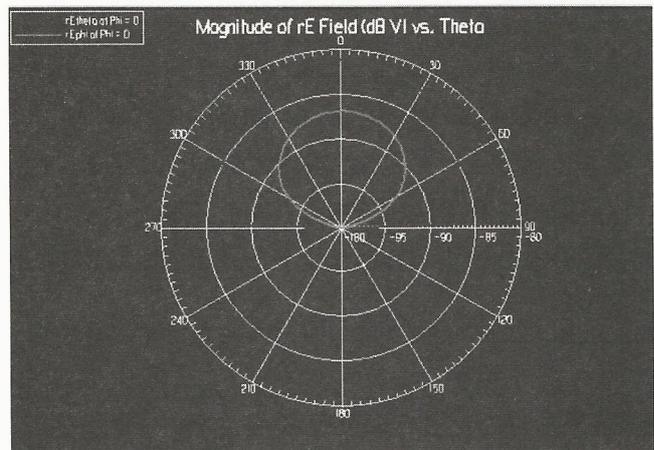
C. Hasil Perancangan dan Simulasi

Hasil simulasi menunjukkan bahwa pada arah sudut $\Phi = 0^\circ$, daya yang dipancarkan sekitar -42 dBm untuk frekuensi harmonik kedua dan -87 dBm untuk frekuensi fundamentalnya. Hal ini berarti komponen fundamental dapat ditekan dan rangkaian dapat membangkitkan frekuensi harmonik kedua lebih tinggi. Maka berdasarkan simulasi antenna aktif yang dirancang dapat

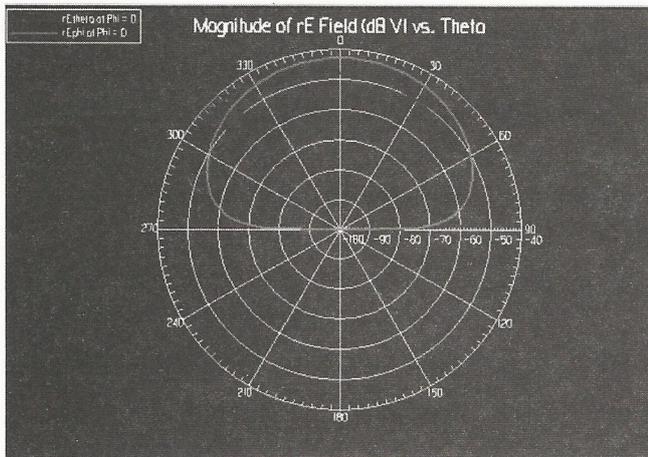


Gambar 6 : Antena aktif susunan 2-elemen pada harmonik ke-2

membangkitkan komponen harmonik kedua dan menekan komponen fundamentalnya. Gambar 7 dan 8 menunjukkan masing-masing pola medan E pada frekuensi fundamental dan pada frekuensi harmonik keduanya.



Gambar 7 : Pola medan E dari patch antenna pada frekuensi fundamental

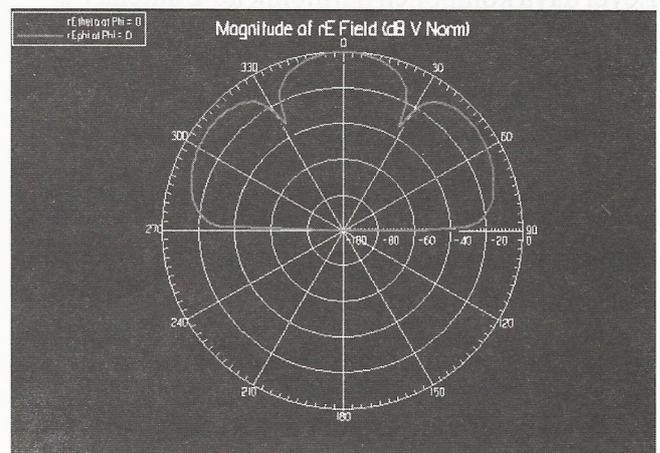


Gambar 8 : Pola medan E_{pacth} antenna pada frekuensi harmonik ke-2.

Total daya antenna aktif pada harmonik kedua adalah -42 dBm. Daya antenna aktif tanpa pembangkitan harmonik adalah -22.28 dBm sehingga terdapat *loss factor* 19.72 dB. Itulah harga yang harus dibayar untuk membangkitkan frekuensi harmonik kedua. Besar daya yang hilang pada komponen harmonik kedua karena pembangkitan harmonik kedua adalah 6.77 dB, sehingga daya yang dibangkitkan pada frekuensi harmonik ke-2 adalah -48,77 dBm. Perbandingan daya tersebut dapat dilihat pada Tabel 1 berikut. Dengan melakukan penyusunan maka diperoleh penguatan (gain) yang akan meningkat sehingga daya yang dipancarkan juga meningkat. Dua buah susunan identik secara ideal menghasilkan kenaikan maksimum 3 dB. Hasil simulasi menunjukkan daya yang ditangkap pada arah $\Phi = -44$ dB.

Tabel 1. Perbandingan P_{dc} , P_{out_an1} , P_{out_an2}

$P_{dc} = V_{gs} \cdot I_{gs} + V_{ds} \cdot I_{ds}$ (konsumsi daya dc) $P_{dc} = 60mW = -17.78dBm$	$(V_{gs}=0, I_{gs}=0, V_{ds}=3., I_{ds}=20mA)$	
Daya antenna aktif tanpa pembangkitan harmonik $P_{out_an1} = P_{f01} + P_{2f01}$ $P_{out_an1} = -22.28dBm$	Daya komponen fundamental $P_{f01} = -22.29dBm$	Daya komponen Harmonik kedua $P_{2f01} = -48.77dBm$
Daya antenna aktif dengan pembangkitan harmonik ke dua $P_{out_an2} = P_{f02} + P_{2f02}$ $P_{out_an2} = -42dBm$	Daya komponen fundamental $P_{f02} = -87dBm$	Daya komponen Harmonik kedua $P_{2f02} = -42dBm$

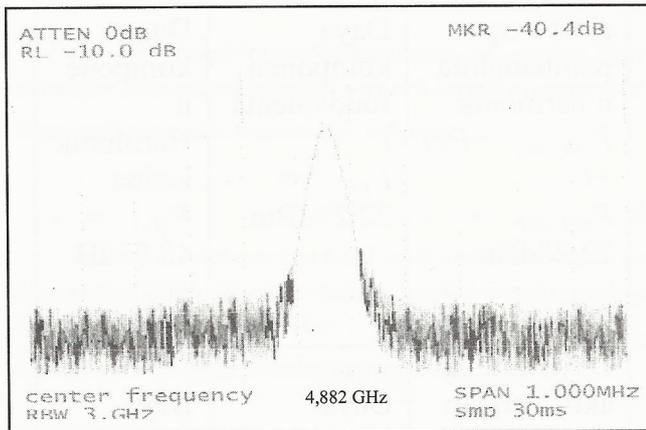


Gambar 9 : Pola medan E pada susunan 2 antenna aktif pada harmonik kedua

3. Pengukuran Antena

A. Pengukuran Daya Keluaran

Penerimaan pada arah $\Phi = 0^\circ$ pada frekuensi 4,882 GHz menghasilkan daya yang terukur pada spektrum analyzer $P_U = -40.4$ dBm. Level daya komponen harmonik ke-2 antena $P_{h2} = P_U - G_A + L_{KC} = -40.4 - 15.5 + 5 = -50.9$ dBm (Gambar 10).

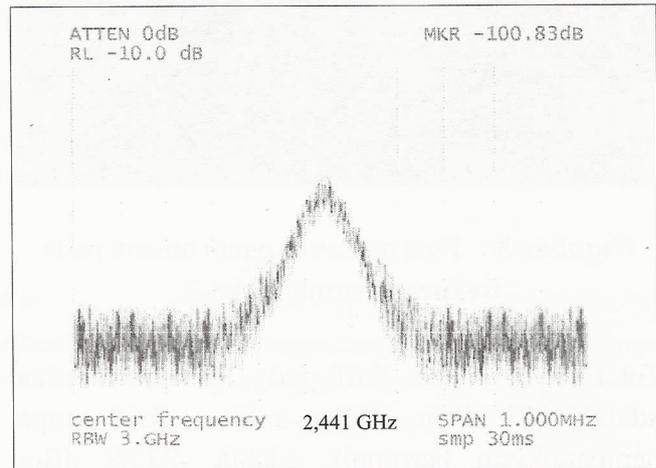


Gambar 10 : Hasil pengukuran komponen harmonik kedua antena aktif

Medan E pada arah $\Phi = 0^\circ$ memiliki level daya $P_s = -42$ dBm. Gain antena penerima pada 4,882 GHz, $G_A = 8,2$ dB. Loss pada kabel dan konektor $L_{KC} = 5$ dB. Level daya komponen harmonik ke-2 antena $P_{H2} = P_U - G_A + L_{KC} = -40.4 - 15.5 + 5 = -50.9$ dBm.

Perbedaan hasil pengukuran dengan hasil simulasi lebih banyak disebabkan karena terjadinya pergeseran S parameter karena proses fabrikasi. Proses fabrikasi seperti proses *etching* kimia dan penyolderan memungkinkan perubahan dimensi. Disamping itu, pada simulasi diasumsikan plat konduktor adalah konduktor sempurna dan setiap bahan bersifat homogen, tapi hal ini tidak terlalu berdampak terhadap perbedaan yang terjadi saat frekuensi observasi pada frekuensi tinggi. Dimensi yang diperoleh bukanlah dimensi yang optimal karena perlunya mempertimbangkan

faktor kemampuan fabrikasi. Artinya dimensi optimal tidak dapat direalisasikan dengan keterbatasan kemampuan dalam proses fabrikasi. Ketidaktepatan rangkaian penyesuaian impedansi juga berkontribusi loss pada komponen harmonik ke-2.



Gambar 11 : Hasil pengukuran komponen frekuensi fundamental antena aktif

Simulasi menunjukkan medan E pada arah $\Phi = 0^\circ$ memiliki level daya $P_s = -87$ dBm. Gain antena penerima pada 2,441 GHz, $G_A = 5,3$ dB. Level daya $L_{KC} = -100.83 - 14.48 + 5 = -110.31$ dBm.

Dari kedua hasil pengukuran diatas menunjukkan bahwa komponen yang dominan meradiasi adalah komponen harmonik kedua. Sedang komponen fundamentalnya dapat ditekan 59.41 dB dibawah frekuensi harmonik keduanya. Total daya antena aktif harmonik kedua -50.9 dBm + (-110.31) dBm = -50.89 dBm. *Loss factor* pembangkitan harmonik kedua sebesar -22.29 dB + 50.89 dB = 28.6 dB. Usaha untuk mendapatkan frekuensi radiasi yang lebih tinggi yaitu pada harmonik kedua pada antena aktif ini harus dibayar dengan *loss factor* sebesar 28.6 dB.

Ketidaktepatan dalam menekan frekuensi fundamental dan pada pembangkitan frekuensi harmonik kedua disebabkan dimensi

yang direalisasikan tidak optimal karena pertimbangan kemampuan fabrikasi. Dengan menggunakan mesin pemotong yang akurasiya lebih tinggi dari pada proses kimia dengan *etching* hampir dipastikan akan memberikan hasil yang lebih baik.

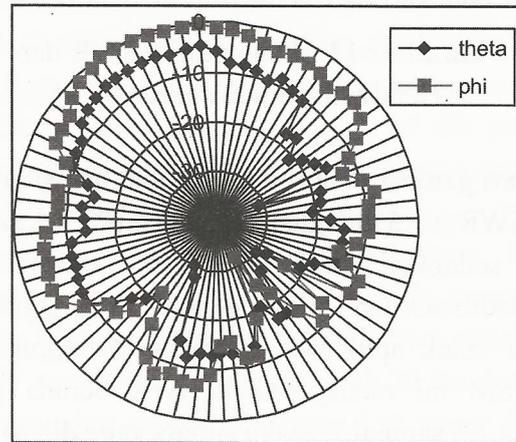
Perbandingan daya ditunjukkan pada Tabel 2 di bawah ini.

Tabel 2. Perbandingan P_{dc} , P_{out_an1} , P_{out_an2} , P_{out_an2u}

$P_{dc} = V_{gs} \cdot I_{gs} + V_{ds} \cdot I_{ds}$ (konsumsi daya dc) $P_{dc} = 60mW = -17.78dBm$	$(V_{gs}=0, I_{gs}=0, V_{ds}=3., I_{ds}=20mA)$	
Daya antenna aktif tanpa pembangkitan harmonik $P_{out_an1} = P_{f01} + P_{2f01}$ $P_{out_an1} = -22.28dBm$	Daya komponen fundamental $P_{f01} = -22.29dBm$	Daya komponen Harmonik kedua $P_{2f01} = -48.77dBm$
Daya antenna aktif dengan pembangkitan harmonik ke dua $P_{out_an2} = P_{f02} + P_{2f02}$ $P_{out_an2} = -42dBm$	Daya komponen fundamental $P_{f02} = -87dBm$	Daya komponen Harmonik kedua $P_{2f02} = -42dBm$
Daya antenna aktif dengan pembangkitan harmonik ke dua hasil pengukuran $P_{out_an2u} = P_{f02u} + P_{2f02u}$ $P_{out_an2u} = -50.89dBm$	Daya komponen fundamental $P_{f02u} = -110.31dBm$	Daya komponen Harmonik kedua $P_{2f02u} = -50.9dBm$

B. Pengukuran Pola Radiasi

Hasil pengukuran pola radiasi antenna aktif pada harmonik kedua ditunjukkan pada Gambar 11. Hasil pengukuran pola radiasi menunjukkan bahwa masih terdapat *side lobe* dan *back lobe* sebagai akibat ketidaksempurnaan *ground plane* dan ketelitian dalam fabrikasi.

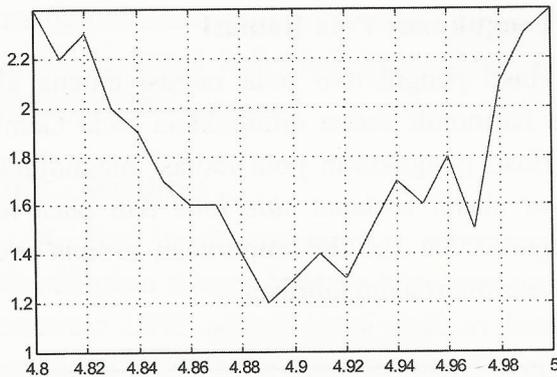


Gambar 11 : Pola radiasi antenna aktif pada harmonik kedua

Kondisi ini bisa disebabkan karena beberapa hal. Pada simulasi bahan layer konduktor diasumsikan sempurna dan tidak diperhitungkan ketebalannya yang hilang akibat proses *etching*, sehingga pada kondisi ini dapat mengakibatkan perbedaan dengan hasil sebenarnya. Asumsi *ground plane* sempurna tidak terpenuhi dengan baik berdasarkan luas bidang yang dialokasikan untuk menghasilkan dimensi keseluruhan yang kecil. Karena ketidaksempurnaan pengerjaan maka beberapa bagian rangkaian masih bisa menjadi komponen parasitik yang dapat mempengaruhi pola radiasi.

C. Pengukuran SWR dan Bandwidth Antena

Hasil pengukuran SWR dan Bandwidth antenna yang dihasilkan ditunjukkan pada Gambar 12 di bawah ini.



Gambar 12 : Pengukuran SWR dan Bandwidth antenna susunan

Dari gambar di atas dapat dilihat bahwa untuk nilai $SWR = 1.5$ menghasilkan lebar pita sekitar 75 MHz, sedangkan untuk $SWR = 2$ menghasilkan bandwidth sekitar 150 MHz. Karena penggunaan antenna untuk aplikasi komunikasi menggunakan pita ISM ini mensyaratkan SWR berada pada kisaran 1,5 sampai 2, maka antenna yang dihasilkan akan dapat memenuhi kebutuhan yang dimaksud.

4. Kesimpulan

Pembangkitan komponen frekuensi harmonik dapat dimanfaatkan untuk mendapatkan frekuensi radiasi yang lebih tinggi sebagai pengganti pengali frekuensi pada system konvensional. Metode ini dapat menghindari kompleksitas pengali frekuensi, sehingga biaya yang diperlukan dapat ditekan.

Bagian mikrostrip antenna dan rangkaian penyesuai yang optimum menentukan tingkat keberhasilan pembangkitan komponen harmonik yang diinginkan dan penekanan komponen fundamentalnya. Semakin bersifat resistif murni dan bernilai sesuai pada frekuensi harmonik yang kita kehendaki maka daya komponen harmonik yang diradiasikan semakin besar.

Komponen harmonik kedua yang dipancarkan antenna aktif pada perangkat yang dibuat dalam penelitian ini memiliki level daya 52.9 dBm dan komponen frekuensi fundamentalnya 110.31dBm.

Usaha untuk mendapatkan frekuensi radiasi yang lebih tinggi dengan menggunakan antenna aktif pada harmonik kedua ini harus dibayar dengan adanya *loss factor*, sehingga daya keluaran antenna aktif harmonik kedua ini lebih rendah dibanding keluaran antenna aktif tanpa pembangkitan harmonik. Pada antenna aktif harmonik kedua yang dibuat pada penelitian ini memiliki *loss factor* sebesar 28.6 dB terhadap total daya yang diradiasikan antenna aktif tanpa pembangkitan frekuensi harmonik.

5. Penelitian Selanjutnya

Ketelitian dalam rancangan antenna menggunakan realisasi bahan *microstrip* akan dapat ditingkatkan dengan membuat *ground plane* lebih mendekati sempurna yang bisa dicapai dengan memperbesar dimensi *ground plane*, namun tentunya dimensi antenna secara keseluruhan akan menjadi besar. Teknik penyesuaian impedansi juga perlu dikaji lebih lanjut untuk mendapatkan kesesuaian impedansi yang lebih baik.

Penggunaan pita ISM di 2,4 GHz dengan frekuensi harmonik yang menghasilkan frekuensi 4,8 GHz hanya bisa digunakan dalam batas daya pancar rendah karena pita 4,8 GHz tidak termasuk pita yang tanpa lisensi. Untuk mengantisipasi tingkat kepadatan pita 2,4 GHz dengan jangkauan yang lebih luas maka perlu dipikirkan ekspansi pita 5,2 5,8 GHz yang merupakan pita *Unlicensed for National Information Infrastructure* (UNII) yang juga tanpa lisensi. Oleh karena itu diperlukan penelitian untuk merealisasikan penggunaan antenna pita ganda (*dua; band*) yang sekaligus dapat dioperasikan pada pita 2,4 GHz dan pita 5,2/5,8 GHz.

Ucapan Terimakasih

Kami ucapkan terima kasih kepada saudara Adya (Dosen Universitas Atmajaya) yang telah

memberikan waktu untuk diskusi, dan juga terimakasih kepada Puslit PPET-LIPI atas diterbitkannya makalah ini

6. Daftar Pustaka

1. A. Alexanian, H.C. Chang, and R. A. York, "Enhanced scanning range in coupled oscillation arrays utilizing frequency multipliers", *IEEE APS Symp. Dig., Newport Beach, CA, Jul. 1995*, pp.1308-1310.
2. Adya, dan Wahyu. Y "Antena Aktif Pada Harmonik Kedua", *6th SITIA, Surabaya, May 2005*.
3. P. Liao and R. A. York, "A New Phase-Shifterless Beam-Scanning Technique Using Arrays of Coupled Oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., No. 41, pp.1810-1815, Oct. 1993*.
4. Wong, "Compact and Broadband Microstrip Antenas," Willey Inter Science, 2002.
5. J.Lin and T. Itoh, "Active Integrated Antenas," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., No. 42, pp.2186-2194, Dec. 1994*.
6. A. Mortazawi, H. D. Foltz, and T. Itoh, "A Periodic Second Harmonic Spatial Power Combining Oscillator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., No. 40, pp. 851, May 1992*.

Pengaruh *Zero Forcing Equalizer* terhadap Penentuan Waktu Sampling Awal pada Sistem Komunikasi *Digital Baseband*

Fiky Yosef S.¹⁾, Arief Suryadi S.²⁾, Ros Sariningrum³⁾

¹⁾ Sekolah Tinggi Elektro dan Informatika - ITB

^{2) & 3)} Puslit. Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Komplek LIPI, Bandung 40135, Indonesia

Email : fsuratman@ee.itb.ac.id, arief@ppet.lipi.go.id, ros@ppet.lipi.go.id

Abstract

In the digital communication system, to minimize the inter-symbol interference (ISI) which caused primarily by dispersive channel characteristic, equalizer is commonly used. The initial sampling time and the signal output from the equalizer is not only influenced by the propagation delay through the channel, but also induced by the equalizer itself. In this paper, we only concerned with the delay induced by the equalizer (channel propagation- delay assumed to be zero) For the simulation process, two parameters were varied, coefficient- filter length and channel dispersion level (with some degree of strict assumptions), since we predicted hypothetically beforehand, that both might lengthen or shorten the delay of the equalizer.

Key words : equalizer, ISI, coefficient filter

Abstrak

Pada sistem komunikasi digital, untuk mengurangi pengaruh Intersymbol Interference (ISI) terutama yang diakibatkan oleh kanal yang dispersif, biasanya digunakan equalizer. Penentuan waktu sampling awal sinyal keluaran dari equalizer tidak hanya dipengaruhi oleh waktu delay propagasi, tetapi juga ditentukan oleh delay pada equalizer. Pada paper ini, akan dijelaskan mengenai simulasi untuk mengetahui pengaruh dari equalizer terhadap waktu sampling awal, dengan mengasumsikan waktu delay propagasi sama dengan nol. Dalam simulasi, dua variabel akan diubah-ubah, yaitu panjang koefisien filter dan tingkat dispersif dari kanal dimana secara hipotesis kedua variable tersebut mungkin mempengaruhi perlambatan dari filter.

Kata Kunci : equalizer, ISI, koefisien filter

1. Landasan Teori

Pada sistem komunikasi digital, jarang diketahui karakteristik kanal yang eksak sebelumnya, terutama untuk sistem komunikasi nirkabel (*wireless*) dengan kanal yang dispersif. Selain itu, ada masalah-masalah yang muncul akibat ketidak-precisian saat mengimplementasikan filter pengirim dan penerima (*pulse shaping filter*). Akumulasi dari permasalahan tersebut telah menyebabkan masih terjadinya distorsi sinyal pada penerima, yang mengakibatkan ISI dan menjadi

faktor pembatas dari kecepatan transmisi data. Untuk mengkompensasi ISI, biasanya digunakan proses yang disebut *equalization*. Filter yang digunakan untuk mengimplementasikan proses tersebut disebut *Equalizer* [1,2].

1.1 Zero Forcing Equalizer

Seperti yang diperlihatkan pada gambar 1 [2], jika sinyal respon kanal (termasuk filter penerima) $P_c(t)$ dijadikan sebagai masukan *equalizer*, maka hubungan sinyal keluaran *equalizer* $P_{eq}(t)$ dengan

masukan adalah [2]:

$$P_{eq}(t) = \sum_{n=-N}^N C_n P_c(t - nT_s) \quad \dots\dots\dots(1)$$

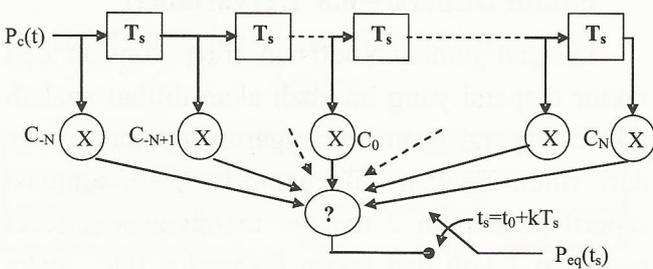
dimana C_n = koefisien filter ke-n
 T_s = periode simbol
 $2N+1$ = jumlah koefisien filter
 t = waktu (detik)

maka, untuk proses sampling sinyal keluaran *equalizer* pada saat t_s , adalah :

$$P_{eq}(t_0 + kT_s) = \sum_{n=-N}^N C_n P_c[(k - n)T_s + t_0] \quad \dots\dots\dots(2)$$

Sinyal akan berharga maksimum bila kita mengetahui besarnya t_0 , yang ditentukan oleh *delay* dari *equalizer* dan *delay* propagasi.

ISI bisa dihilangkan oleh *equalizer* dengan cara mengatur koefisien filter, yang diperlihatkan pada persamaan berikut [2]:



Gambar 1 : Zero Forcing

$$P_{eq}(k) = \sum_{n=-N}^N C_n P_c(k - n) = \begin{cases} 1, & \dots\dots\dots k = 0 \\ 0, & k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \\ x, & \dots\dots\dots k. \text{lainnya} \end{cases} \quad \dots\dots\dots(3)$$

dimana : $x = don't\ care$

Berdasarkan persamaan 3, untuk setiap sampling pada periode simbol, tidak akan dipengaruhi oleh simbol-simbol sebelumnya dan

yang akan datang, karena telah dipaksa menjadi 0 oleh koefisien filter (*Zero Forcing Equalizer*).

2. Langkah Simulasi

Dalam penelitian ini digunakan beberapa batasan masalah pada saat melakukan simulasi, yaitu:

- Bentuk sinyal masukan yang disimulasikan menggunakan *sinc function*, sehingga akan dihasilkan koefisien filter yang simetris pada C_0 , yaitu $C_{-i} = C_{+i}$ dimana $i = 1, 2, 3, \dots, N$.
- Koefisien filter yang tidak simetris dibangkitkan dengan menggunakan *rand function* dari Matlab [3]. Untuk melihat *delay* filter digunakan sinyal masukan *sinc function* meskipun keluaran filter tidak bebas ISI. Koefisien $C_0 = 1$, dan $-1 < C_i < 1$.
- Tidak menggunakan *adaptive equalizer*.

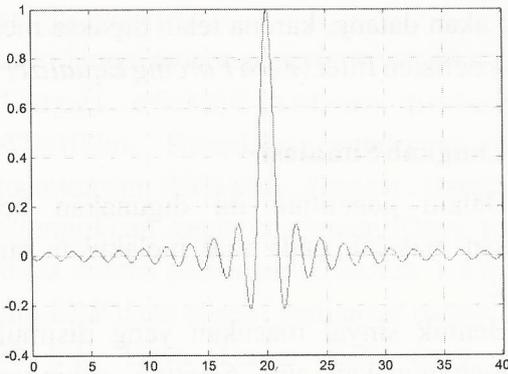
2.1. Sinyal Masukan dan Sifat Kanal

Dispersif

2.1.1 Masukan Simetris dan Kanal

Dispersif

Sinyal masukan filter *equalizer* sebagai luaran dari kanal disimulasikan menggunakan *sinc function* dengan durasi 40 detik untuk setiap simbol. Data menggunakan level tegangan 1 dan -1 volt dengan periode simbol (T_s) = 1 detik, dan menggunakan frekuensi sampling 100 sampel/detik. Pada gambar 2, diperlihatkan respon kanal terhadap data level tegangan 1 volt yang dikirimkan tanpa adanya ISI. Karena nilai maksimum dari simbol pertama yang dikirimkan akan terjadi pada saat $t = 20$ detik, maka waktu pengamatan akan dilakukan dari waktu t tersebut, dengan kata lain $t = 20$ detik akan dianggap sebagai $t = 0$ pada saat menghitung *delay* filter.



Gambar 2 : Sinc Function Sebagai Masukan Filter

2.1.2 Sinyal Masukan Tidak Simetris

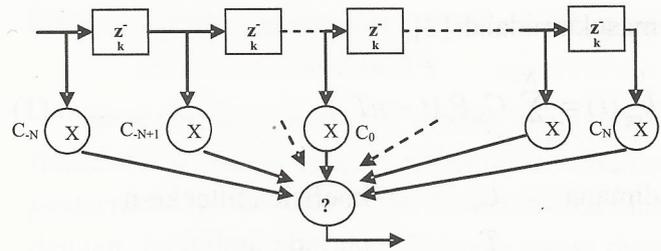
Untuk mensimulasikan sinyal yang akan menghasilkan koefisien filter yang tidak simetris, dibangkitkan nilai sampel secara acak dengan menggunakan *rand function* dari matlab pada setiap periode simbol. Koefisien filter dicari berdasarkan bentuk matriks persamaan 3. Selanjutnya diberikan masukan sinc function untuk melihat *group delay* dari filter pada sinyal keluaran.

2.2. Filter

Realisasi filter *equalizer* menggunakan struktur *Finite Impulse Response (FIR)* dengan menganggap data kontinyu keluaran kanal telah disampling menggunakan frekuensi sampling 100 sampel/detik. Jumlah koefisien filter yang digunakan adalah 3,5,7,9,11,13,15,17,19,dan 21. Dalam kasus ini, karena periode simbol $T_s = 1$ detik dan frekuensi sampling $F_s = 100$ sampel/ detik maka nilai $k = 100$. Untuk mendapatkan koefisien filter, digunakan *syntax* sebagai berikut [3]:

$[W,bFir,imp,delay]=CoeffFilter(x,Fs,NoOfCoeff)$
 Fungsi *CoeffFilter* ini akan memanggil fungsi *impress* untuk menghasilkan numerator FIR filter, respon impuls dan *delay* dari filter tersebut. *Syntax* fungsi *Impress* adalah [3]:

$[imp,bFir,delay]=impress(W,fs)$



Gambar 3 : Realisasi Equalizer

2.3. Filtering

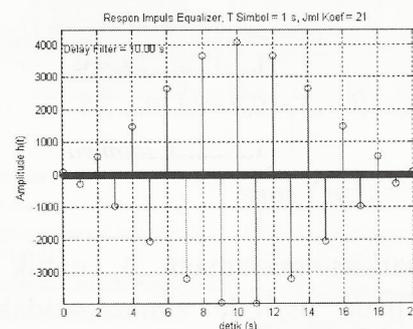
Untuk melihat sinyal sebelum dan sesudah filter sebagai perbandingan, dan membuktikan *delay* yang diperoleh dari fungsi impress, data masukan dalam bentuk sinc function akan difilter dengan struktur yang telah ditentukan pada poin 2.2. Untuk itu digunakan *syntax* [3]:

$[SigFiltData]=FiltData(Data,Lsinc,Disp,bFir,delay,Fs)$

3. Hasil Simulasi dan Analisa

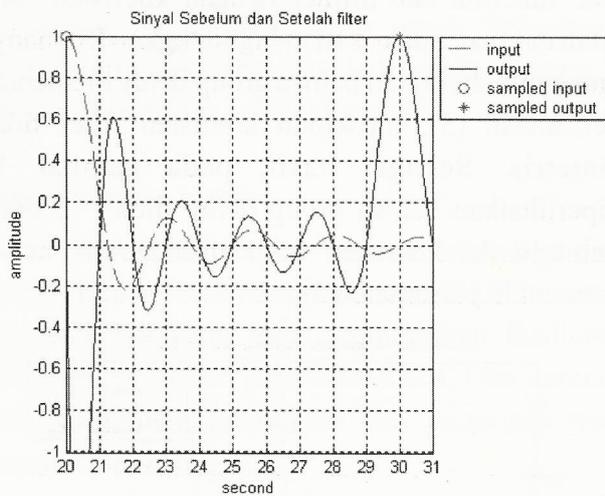
3.1. Jumlah Koefisien Filter = 21 (tetap)
 Faktor Dispersi = 0.8 1.2 (variabel)

Dengan jumlah koefisien filter konstan dan faktor dispersi yang berubah akan dilihat apakah faktor dispersi akan berpengaruh terhadap *delay* dari filter. Setelah dilakukan langkah simulasi seperti pada poin 2 dengan menggunakan level tegangan 1 volt dan faktor dispersi = 0,8 , maka didapat respon impuls dari filter seperti ditunjukkan pada gambar 5 dan 6.



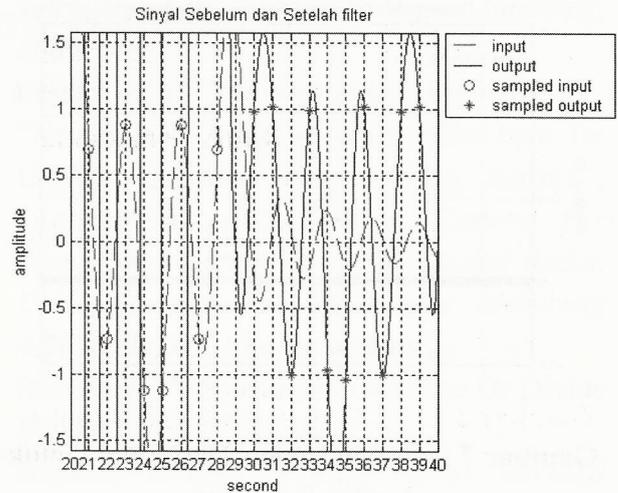
Gambar 4 : Respon Impuls Dari Filter

Berdasarkan gambar 4, terlihat bahwa waktu yang diperlukan dari respon awal filter ke nilai maksimum pertama (*Group Delay*) adalah 10 detik. Hal ini dikuatkan dengan gambar 6, dimana sinyal masukan mempunyai nilai maksimum pada $t = 20$ detik, dan sinyal keluaran akan mempunyai nilai maksimum pada $t = 20 + 10 = 30$ detik seperti ditunjukkan pada gambar 5.



Gambar 5 : Sinyal Masukan Filter (Garis Putus-Putus) dan Output dari Filter.

Maka proses sampling akan dilakukan dengan $t_0 = 30$, yaitu $t_s = 30 + (n \times T_s) = 30 + (n \times 1)$ detik. Atau jika diambil saat 20 detik sebagai waktu referensi ($t = 0$), maka proses sampling akan dilakukan dengan $t_0 = 10$, yaitu : $t_s = 10 + (n \times T_s) = 10 + (n \times 1)$ detik, dimana $n = 0,1,2, \dots$, (panjang data -1). Pada gambar 6 terlihat juga bahwa *zero crossing point* dari sinyal masukan telah diperbaiki oleh *equalizer* sehingga sinyal keluaran *equalizer* mempunyai *zero crossing point* tepat pada setiap perioda simbol. Hal ini berarti bahwa ISI telah dihilangkan. Untuk memverifikasi lebih jauh waktu sampling diatas beserta pengaruh ISI, digunakan 10 simbol data yaitu [1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 1], sebagai masukan, maka akan diperoleh gambar 6.



Gambar 6 : Sinyal Masukan Filter (Garis Putus-Putus) dan Keluaran dari Filter untuk 10 Data

Terlihat *sampled masukan* filter (o) yang dipengaruhi oleh ISI diperbaiki dengan *equalizer*, dimana setiap periode simbol pada sinyal keluaran akan berharga 1 dan -1 (*), bila waktu sampling mengikuti formula diatas yaitu saat 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39 detik.

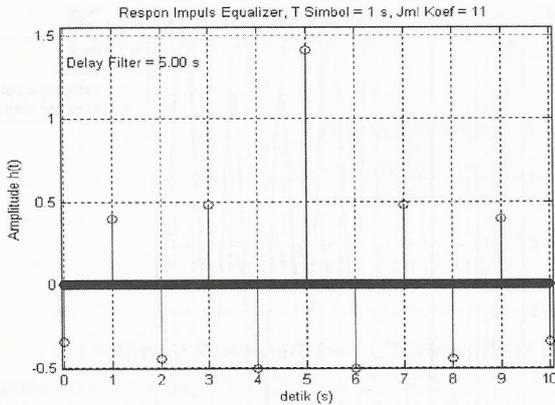
Dengan langkah serupa untuk faktor dispersi yang lain, maka nilai t_0 dapat diperoleh seperti pada tabel 1.

Tabel.1 : t_0 sebagai fungsi faktor disperse

Disp	0.8	0.85	0.9	0.95	1.05	1.1
t_0 (detik)	30	30	30	30	30	30
Disp	1.15	1.2				
t_0 (detik)	30	30				

3.2. Jumlah Koefisien Filter = 3-21(variable), Faktor Dispersi = 0.9 (tetap)

Dengan jumlah koefisien filter berubah dan faktor dispersi yang konstan akan dilihat pengaruh jumlah koefisien filter terhadap *delay* dari filter. Setelah dilakukan langkah simulasi seperti pada poin 2 dengan level tegangan 1 volt, faktor dispersi = 0,9 dan jumlah koefisien filter = 11, maka didapat gambar 7 dan 8.



Gambar 7 : Respon Impuls Dari Filter Untuk Jumlah Koefisien Filter = 11

Berdasarkan gambar 8, terlihat bahwa group delay dari filter adalah 5 detik. Hal ini dikuatkan dengan gambar 9, dimana sinyal masukan mempunyai nilai maksimum pada $t = 20$ detik, dan sinyal keluaran akan mempunyai nilai maksimum pada $t = 20 + 5 = 25$ detik.

Dengan langkah yang sama, untuk jumlah koefisien filter yang lain, jika diambil saat 20 detik sebagai waktu referensi ($t = 0$), maka harga t_0 yang hanya dipengaruhi oleh equalizer didapat seperti pada tabel 2.

Tabel.2 : t_0 sebagai fungsi jumlah koefisien filter

Jum.Koef	3	5	7	9	11
't_0(detik)	1	2	3	4	5
Jum.Koef	13	15	17	19	21
't_0(detik)	6	7	8	9	10

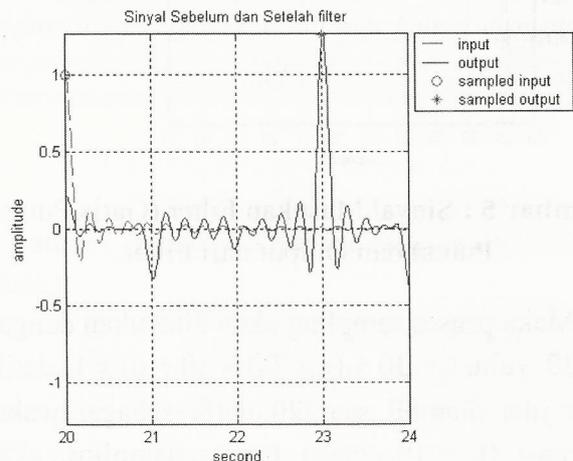
Pada tabel 2, terlihat bahwa waktu sampling awal akan dipengaruhi oleh equalizer, dimana t_0 dengan jumlah koefisien dari equalizer mempunyai hubungan:

$$t_0 = \frac{M-1}{2} T_s \dots\dots\dots(5)$$

dimana M = Jumlah Koefisien Filter
 T_s = Periode Simbol

3.3. Koefisien Filter yang tidak Simetris

Pada simulasi ini digunakan jumlah koefisien filter = 7. Koefisien filter yang tidak simetris dibangkitkan dengan nilai sampel secara acak menggunakan *rand function* dari matlab pada setiap periode simbol. Berdasarkan data tersebut akan didapat koefisien filter. Untuk melihat lebih jauh, jika digunakan sinyal masukan menggunakan sinc function dan difilter dengan koefisien yang telah didapat, tidak akan menghilangkan ISI, hanya untuk membuktikan bahwa group delay memenuhi persamaan (5), meskipun koefisien filter tidak simetris. Sebagai hasil, pada gambar 10 diperlihatkan bahwa group delay filter = 3 detik untuk jumlah koefisien = 7. Hal ini berarti masih memenuhi persamaan (5).



Gambar 8 : Respon Filter Yang Tidak Simetris Terhadap Masukan Sinc Function

4. Kesimpulan

Berdasarkan hasil simulasi, dapat disimpulkan bahwa:

1. Penentuan waktu sampling awal dari zero forcing equalizer tidak dipengaruhi oleh faktor dispersi dari sinyal masukan.
2. Penentuan waktu sampling awal dari zero forcing equalizer hanya dipengaruhi oleh

jumlah koefisien filter, seperti ditunjukkan oleh persamaan 5.

3. Ketidaksimetrisan koefisien filter, tidak berpengaruh terhadap hasil simulasi yang telah disebutkan pada kesimpulan poin 2.

Ucapan Terimakasih

Ucapan terima kasih kami persembahkan kepada Departemen Teknik Elektro Institut Teknologi Bandung dan Puslit Elektronika dan Telekomunikasi Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia atas bantuan dan kerjasamanya, sehingga penelitian ini dapat terwujud.

5. Daftar Pustaka

1. Proakis, John G. 2001, "Digital Communication", 4th Edition, McGraw-Hill.
2. Haykin, Simon, 1995, "Communication System", 3rd Edition, John Wiley & Sons.
3. _____, 2002, Matlab Communication Toolbox User's Guide, Matlab version 6.5 Release 13, The Matworks Inc.

7. Lampiran Listing Program

❖ Pembangkitan Sinc Function

```
function [SumSig,Sig,t]=GenSinc(Data,LSinc,Fs,Disp)
n=-LSinc:1/Fs:LSinc; % Panjang Sinc dari -Lsinc ke
LSinc (detik)
Sig(1:length(Data),1:(length(n)+ Fs*(length(Data)-1)))=0;
% Matrix Signal PerBaris
for i=1:length(Data)
    Sig(i,:)=[zeros(1,(i-1)*Fs) Data(i)*sinc(n*Disp)
zeros(1,(length(Data)-i)*Fs)];
end
if length(Data)==1 % Jika jumlah data=1, Penjumlahan
Sinyal = 1 Sinyal
    SumSig=Sig;
else
SumSig=sum(Sig);
end
t=1/Fs:1/Fs:((length(SumSig)/Fs));
```

❖ Koefisien Filter untuk SincFunction

```
function [W,bFir,imp,delay]=CoeffFilter(x,Fs,NoOfCoeff)
% Mencari koefisien filter (coeff_filter) dan filter
% untuk equalizer yang direalisasikan dengan FIR filter
% dengan vektor numerator FIR filter b.
if (mod(NoOfCoeff,2)== 0) | (NoOfCoeff < 3)
    error('Jumlah Koefisien filter harus Ganjil dan > 2');
end
NoOfCoeff = (NoOfCoeff-1)/2;
Pjg = (4*NoOfCoeff*Fs) + 1; %
if Pjg > length(x)
    error('Data Tidak cukup untuk jumlah koefisien yang
anda inginkan');
end
% Cari Harga Sinyal pada nT simbol dengan n = -
2*NoOfCoeff s/d 2*NoOfCoeff
TotSampled=((length(x)-1)/(Fs))+1;
for i=1:TotSampled
    DatAtT(i)=x(1+(i-1)*Fs);
end
center=((length(x)-1)/(2*Fs))+1;
PC=DatAtT((center-
2*NoOfCoeff):(center+2*NoOfCoeff));
center1=((length(PC)-1)/2)+1;
% Pembuatan matrix PC
for i=1:(2*NoOfCoeff+1) % baris
    for j=1:(2*NoOfCoeff+1) % Kolom
        MatPC(i,j) = PC(center1+(i-1)-(j-1));
    end
end
end
if det(MatPC)==0
    error('Determinan Matriks sinyal 0');
end
Peq=[zeros(1,NoOfCoeff) 1 zeros(1,NoOfCoeff)];
W=inv(MatPC)*Peq;
[imp,bFir,delay]=impres(W,Fs);
```

❖ Filtering

```
function
[SigFiltData]=FiltData(Data,Lsinc,Disp,bFir,delay,Fs);
Data = sign(Data);
[m,n]=size(Data);
if m > n
    Data = Data';
end
[SumSig,Sig,t]=GenSinc(Data,LSinc,Fs,Disp);
SigFiltData=filter(bFir,1,SumSig);
```

```

L=length(Data);
%t=Lsinc:1/Fs:(Lsinc+L);
% Sampling untuk sinyal setelah di filter dan sebelum di
filter
% untuk dibandingkan
for i=1:L
    SampledD(i)=SumSig((Lsinc*Fs+1) + (i-1)*Fs);
    SampledY(i)=SigFiltData((Lsinc+delay)*Fs + (i-1)*Fs);
end
maks=max(SigFiltData((Lsinc+delay)*Fs:(Lsinc+delay+L)
*Fs));
tdat=Lsinc:1:Lsinc+L-1;
tfil=Lsinc+delay:1:Lsinc+delay+L-1;
tik=Lsinc:1:Lsinc+delay+L;
plot(t,SumSig,'r--
',t,SigFiltData,tdat,SampledD,'o',tfil,SampledY,'*');
axis([Lsinc Lsinc+delay+L -maks maks]);
grid on;xlabel('second');ylabel('amplitude');
title('Sinyal Sebelum dan Setelah filter');
if L < 11
legend('input','output','sampled input','sampled output',-1);
set(gca,'xtick',tik);
end

```

❖ Respon Impuls dari Filter

```

function [imp,bFir,delay]=impres(W,fs)
% Pembuatan Struktur fir filter pada numerator (vektor
bFir)
bFir=W(1);
for i=2:length(W)
    bFir=[bFir zeros(1,fs-1) W(i)];
end
impulse=[1 zeros(1,length(bFir))]; % Pembuatan sinyal
impuls
L=length(impulse);
%t=1/fs:1/fs:L/fs;
t=0:1/fs:(L-1)/fs;
imp=filter(bFir,1,impulse);
[m,n]=max(imp);

```

```

delay=(n-1)/fs;
[s,errmsg]=sprintf('Delay Filter = %.2f s',delay);
stem(t,imp);xlabel('detik (s)');ylabel('Amplitude h(t)');
text(0.1,0.95*m,s);
[s2,errmsg]=sprintf('Respon Impuls Equalizer, T Simbol =
1 s, Jml Koef = %i', length(W));
title(s2);grid on;
axis([-0.05 max(t)+0.05 min(imp)
max(imp)+0.1*max(imp)]);

```

❖ Koefisien Filter yang tidak Simetris

```

function
[W,bFir,imp,delay]=CoeffFilterU(PC,NoOfCoeff,Fs)
% Mencari koefisien filter (coeff_filter) dan filter
% untuk equalizer yang direalisasikan dengan FIR filter
% dengan vektor numerator FIR filter b.
if (mod(NoOfCoeff,2)== 0) | (NoOfCoeff < 3)
    error('Jumlah Koefisien filter harus Ganjil dan > 2');
end
half = (NoOfCoeff - 1)/2;
if (2*half) > ((length(PC)-1)/2)
    error('Data Tidak cukup untuk jumlah koefisien yang
anda inginkan');
end
center1=((length(PC)-1)/2)+1;
% Pembuatan matrix PC
for i=1:(NoOfCoeff) % baris
    for j=1:(NoOfCoeff) % Kolom
        MatPC(i,j) = PC(center1+(i-1)-(j-1));
    end
end
if det(MatPC)==0
    error('Determinan Matriks sinyal 0');
end
Peq=[zeros(1,(NoOfCoeff-1)/2) 1 zeros(1,(NoOfCoeff-
1)/2)];
W=inv(MatPC)*Peq;
[imp,bFir,delay]=impres(W,Fs);

```

Perbandingan Unjuk Kerja Sistem Modulasi QPSK dan OQPSK

Ros Sariningrum, Yaya Sulaeman, Asep Yudi Hercuadi

Puslit. Elektronika dan Telekomunikasi LIPI

Jl. Sangkuriang Komplek LIPI, Bandung 40135, Indonesia

Phone : 022-2504660 Fax : 022-2504659

Email : ros@ppet.lipi.go.id, yaya@ppet.lipi.go.id, asep@ppet.lipi.go.id

Abstract

The digital modulation system is a modulating process of digital information modulating by a carrier wave to produce RF signal (as an analog signal). The types of digital modulation such as : QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) and OQPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keying), are modulation processing with phase shift into digital information. The digital microwave system offers some advantages compared to analog wave system. In order to get modulation technique that have high efficiency and flexibility, a digital modulation processing with better performances is required.

Key words : modulation, QPSK, OQPSK

Abstrak

Sistem Modulasi Digital adalah proses pemodulasian informasi digital oleh suatu gelombang pembawa untuk menghasilkan sinyal RF (yang berupa sinyal analog). Jenis-jenis modulasi digital di antaranya adalah : QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) dan Offset QPSK (OQPSK), yang merupakan proses modulasi dengan pergeseran fasa terhadap informasi digital. Sistem gelombang mikro digital menawarkan beberapa keunggulan, dibandingkan sistem gelombang analog. Untuk memperoleh teknik modulasi yang mempunyai efisiensi tinggi dan lebih fleksibel, diperlukan proses modulasi digital dengan unjuk kerja yang baik.

Kata kunci : modulasi, QPSK, OQPSK

1. Pendahuluan

Sistem digital cenderung lebih kebal terhadap derau (*noise*) dibandingkan dengan sistem analog. Peralatan sistem digital dapat dibuat lebih kecil dan sederhana karena terdiri atas komponen, serta lebih mudah untuk dikembangkan aplikasinya.

Kemajuan dalam bidang telekomunikasi saat ini, baik penyaluran data, gambar, dan sebagainya, sangat memerlukan suatu teknik modulasi yang mempunyai efisiensi tinggi dan lebih fleksibel. Permintaan akan penyaluran data yang jumlahnya cukup besar, pita frekuensi untuk gelombang mikro dan satelit yang terbatas dan penerapan baru di bidang komunikasi bergerak, adalah contoh-contoh yang membutuhkan pengembangan lebih

lanjut mengenai teknik modulasi. Untuk pemecahan masalah ini tentunya realisasi dengan teknologi analog akan menjadi kurang fleksibel dan teliti, sehingga teknologi digital merupakan pilihan yang tepat.

2. Radio dan Modulasi Digital

Sistem Modulasi Digital adalah proses pemodulasian informasi digital oleh suatu gelombang pembawa untuk menghasilkan sinyal *Radio Frequency* (RF) yang berupa sinyal analog. Jenis-jenis modulasi digital yaitu :

- ASK (*Amplitude Shift Keying*), merupakan proses modulasi amplitudo terhadap informasi digital

- FSK (*Frequency Shift Keying*), merupakan proses modulasi frekuensi terhadap informasi digital.
- PSK (*Phase Shift Keying*), merupakan proses modulasi dengan pergeseran fasa terhadap informasi digital.

Modulasi PSK terdiri dari 2PSK (BPSK), 4PSK (QPSK), 8PSK, 16PSK, sedangkan modulasi QPSK terdiri atas QPSK dan OQPSK.

Dengan semakin bervariasinya jenis pelayanan telekomunikasi, sistem gelombang mikro analog yang sekarang dipergunakan menjadi tidak praktis lagi. Sistem gelombang mikro digital menawarkan beberapa keunggulan, keuntungan sistem radio digital dibandingkan dengan sistem analog karena,

- Unjuk kerja transmisinya hampir tidak bergantung kepada banyaknya pengulang, panjang sistem, dan topologi jaringan. Akumulasi derau dapat dihilangkan karena adanya pengulang regeneratif.
- Lebih kebal terhadap interferensi, karena sinyal interferensi akan disebarkan ke seluruh kanal pada sistem multipleks digital, sehingga pengaruhnya terhadap setiap kanal akan kecil. Pada sistem multipleks analog, interferensi tersebut akan langsung mengganggu satu atau beberapa kanal saja.
- Perangkat transmisi digital dapat direalisasikan dengan lebih murah dan mempunyai kehandalan yang tinggi seiring dengan berkembangnya teknologi komponen.
- Pengamanan terhadap kemungkinan penyadapan informasi dapat dilakukan dengan lebih mudah pada transmisi digital dengan suatu teknik yang disebut *cryptographic*. Hal ini biasa dilakukan untuk keperluan komunikasi bank, militer, dinas-dinas rahasia negara, dan lain-lain.

3. S/N pada Sistem Komunikasi Digital

Parameter dasar untuk sistem komunikasi digital adalah S/N dan E_b/N_0 . Hubungan antara E_b/N_0 dengan S/N untuk sinyal biner

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST}{N_0} = \frac{S}{RN_0} = \frac{SW}{RN_0W} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R} \right) \dots (1)$$

di mana :

S = average modulating signal power

T = bit rate duration

$R = 1/T = \text{bit rate}$

$N = N_0 W$

4. Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

Teknik modulasi digital dapat dirumuskan dengan persamaan umum yang mempunyai bentuk kuadratur:

$$C(t) = A(t) \cos \omega_c t + B(t) \sin \omega_c t \dots (2)$$

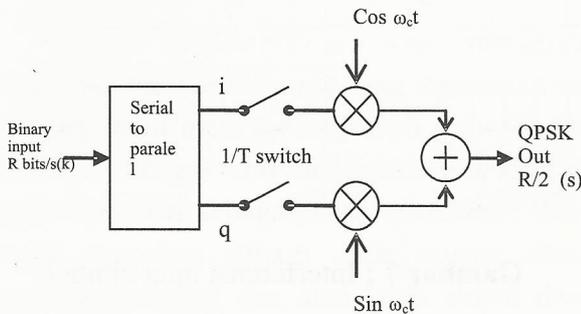
$C(t)$ adalah sinyal hasil proses modulasi dengan frekuensi pembawa ω_c sedang $A(t)$ dan $B(t)$ adalah dua sinyal data pemodulasi.

Konsep dasar sistem QPSK ditunjukkan pada gambar 1, yang menunjukkan bahwa sistem QPSK sinyal termodulasi ini mempunyai 4 kemungkinan kondisi fasa tertentu (tabel 1). Kondisi fasa ini dibangkitkan oleh pola pemetaan yang unik dari dua bit yang berurutan menjadi satu simbol. Kondisi fasa yang sesuai dijaga selama interval T_s , yang mempunyai durasi 2 bit ($T_s = 2T_b$).

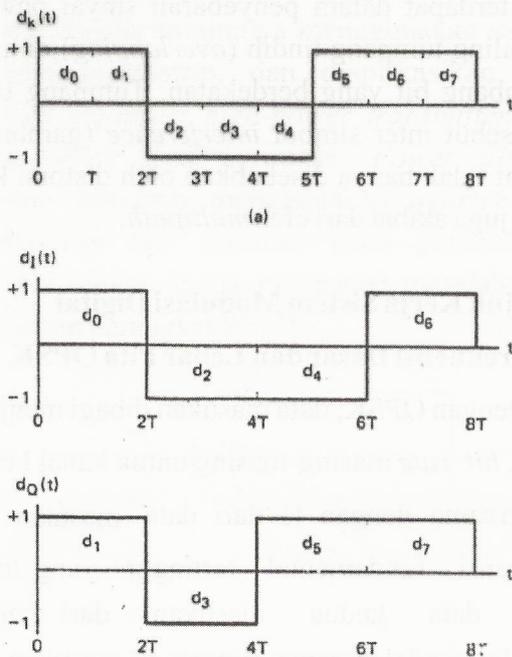
Data dalam bentuk NRZ (*No return to Zero*) dengan kecepatan f_b (bit per detik) diubah oleh *serial to parallel converter* menjadi dua aliran bit data I dan Q yang berlevel 1 dan 0 dengan kecepatan $f_b/2$ seperti ditunjukkan pada gambar 2. Kemudian sinyal $I_{(t)}$ dan $Q_{(t)}$ dikalikan dengan sinyal

dengan $\cos(\omega_c t + \theta_0)$ dan $Q_{(t)}$ dikalikan dengan $\sin(\omega_c t + \theta_0)$.

Gambar 3 menunjukkan bahwa gelombang QPSK mengalami perubahan setiap $2T_b$ detik, gelombang ini tidak mempunyai selubung yang konstan, karena dengan adanya pergeseran fasa 180° akan menyebabkan amplitudo kembali ke nol. Perubahan fasa 180° ini terjadi ketika sinyal $I_{(t)}$ dan $Q_{(t)}$ berubah secara bersamaan. Fasa akan berubah 90° atau -90° jika hanya salah satu sinyal $I_{(t)}$ atau $Q_{(t)}$ yang berubah, yang akan menyebabkan fluktuasi selubung sebesar 3 dB.



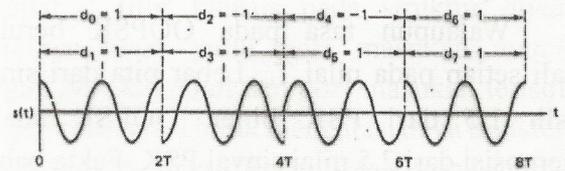
Gambar 1 : Sistem Dasar Modulasi QPSK



Gambar 2 : Stream data QPSK

Tabel 1: Pergeseran Fasa pada QPSK

i	q	s(t)
1	1	$+\cos \omega_c t$
1	-1	$-\sin \omega_c t$
-1	-1	$-\cos \omega_c t$
-1	1	$+\sin \omega_c t$



Gambar 3 : Bentuk gelombang QPSK

5. Offset Quadrature Phase Shift Keying (OQPSK)

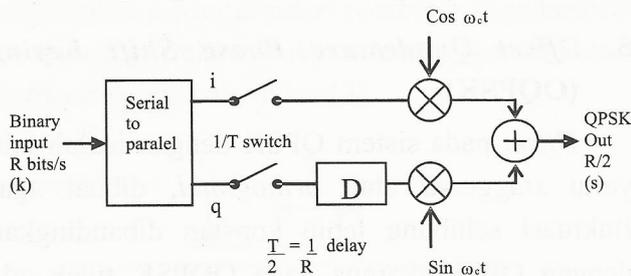
Offset pada sistem QPSK dengan istilah lain yaitu *staggered* atau *orthogonal*, dibuat agar fluktuasi selubung lebih konstan dibandingkan dengan QPSK, karena pada OQPSK tidak ada perubahan fasa 180° , yang ada perubahan fasa sebesar 90° . Perubahan fasa yang drastis sebesar 180° akan sulit bagi demodulator untuk melacaknya.

Perbedaan modulator QPSK dan OQPSK terletak pada elemen tunda sebesar T_b (ditunjukkan pada gambar 4.) atau setengah periode simbol pada salah satu kanal, kanal $I_{(t)}$ atau $Q_{(t)}$ seperti ditunjukkan pada gambar 5. Penambahan elemen tunda ini menyebabkan perubahan bit tidak pernah terjadi secara bersamaan, tetapi selalu ada selisih sebesar nT_b .

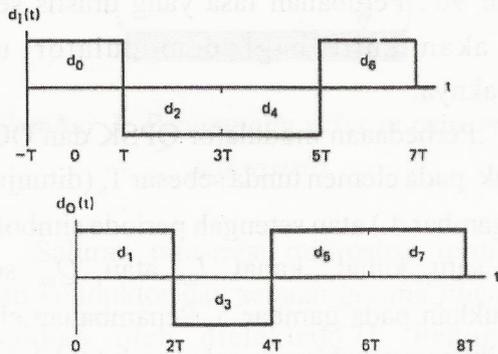
Dalam OQPSK bit-bit genap tidak ditunda, tapi fasa dibiarkan berubah setelah setiap interval bit sebagai pengganti setelah interval 2 bit. Pada setiap transisi, hanya satu dari komponen sinyal yang berubah, jadi fasa hanya dapat berubah sebesar $\pm 90^\circ$ (gambar 6). Penekanan dari loncatan fasa yang besar ini dibawa pada daya guna yang

lebih baik pada beberapa kondisi praktis. Kenyataannya, modifikasi dapat secara signifikan memperbaiki daya guna jika kanal pita dibatasi atau tidak linier (misalnya pada waktu pembatas ditentukan). Merupakan alasan bahwa bentuk gelombang amplop tidak berubah menjadi nol dalam OQPSK.

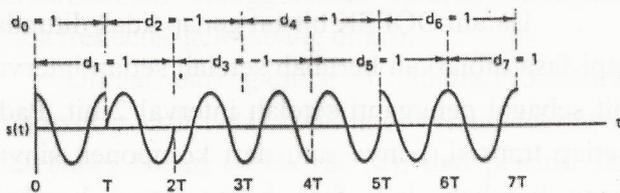
Walaupun fasa pada OQPSK berubah sekali setiap pada nilai T_b . Lebar pita dari sinyal masih 1,5 dari PSK biner. OQPSK adalah superposisi dari 2.5 nilai sinyal PSK. Fakta bahwa kedua sinyal adalah pengimbang dalam waktu tidak mempengaruhi densitas daya spektral.



Gambar 4: Sistem Dasar Modulasi OQPSK



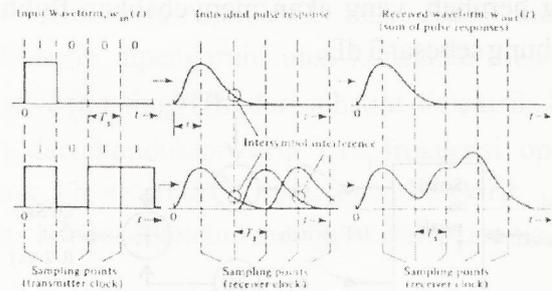
Gambar 5: Stream data OQPSK



Gambar 6 : Bentuk gelombang OQPSK (Time Domain)

5. Interferensi Antar Kanal yang Berdekatan

Dalam QPSK maupun OQPSK, perubahan fasa yang drastis terjadi pada transisi interval bit. Pada QPSK, perubahannya sebesar 90° atau 180° dan terjadi pada 1,5 bit. Dalam OQPSK, perubahannya hanya sebesar 90° dan ini terjadi pada nilai yang sama dengan nilai bit. Perubahan drastis ini dihasilkan dalam sisi gelembung dari densitas daya spektral. Sinyal ini terdistorsi pada waktu melewati batas pita kanal.



Gambar 7 : Interferensi inter simbol

Distorsi akan menyebabkan *time dispersion* yang terdapat dalam penyebaran sinyal sewaktu dan saling tumpang tindih (*overlapping*) di antara gelombang bit yang berdekatan. Tumpang tindih ini disebut inter simbol *interference* (gambar 7). Hal ini tidak hanya disebabkan oleh distorsi kanal tetapi juga akibat dari efek *multipath*.

6. Unjuk Kerja Sistem Modulasi Digital

6.1 Frekuensi Dasar dan Lebar Pita QPSK

Dengan QPSK, data masukan dibagi menjadi 2 kanal, *bit rate* masing-masing untuk kanal I dan Q adalah sama dengan $\frac{1}{2}$ dari data masukan $\frac{F_b}{2}$. Frekuensi fundamental tertinggi yang terjadi pada data kedua masukan dari *balance modulator* adalah sama dengan $\frac{1}{4}$ masukan data rate ($\frac{1}{2}$ dari $\frac{F_b}{2} = \frac{F_b}{4}$). Sehingga luaran I

dan Q dari *balance modulator* sesuai dengan minimum *double side Nyquist bandwidth* yaitu sama dengan 1/2 dari *bit rate incoming*

$$(F_n = 2 \times \frac{F_b}{4} = \frac{F_b}{2}).$$

Jadi dengan QPSK penekanan *bandwidth* terealisasi (minimum *bandwidth* lebih kecil dari *bit rate incoming*). Perubahan *rate* luaran tercepat (*baud*) juga sama dengan 1/2 dari *bit rate* masukan.

6.2 Perbandingan QPSK dengan Sistem Modulasi Digital lain

QPSK mempunyai *bit error probability* yang sama dengan BPSK karena QPSK dibentuk dari dua buah sinyal BPSK dengan modulasi komponen ortogonal dari pembawa.

Hubungan persamaan umum antara $E_b / N_0 = S / N_0$ untuk transmisi data biner adalah :

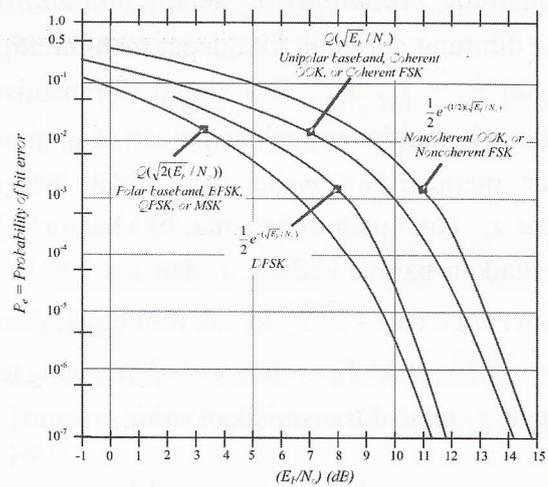
$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N_0} \left(\frac{1}{R} \right) \dots\dots (3)$$

di mana S adalah sinyal daya rata-rata dan R adalah *bit rate*. QPSK dapat dijadikan sebagai dua kanal BPSK ortogonal. *Bit Stream* QPSK biasanya dibagi menjadi *even* (genap) dan *odd* (ganjil) atau stream I dan Q. Jika besar/jarak dari vektor *original* QPSK mempunyai harga A, maka besar/jarak masing-masing sinyal I dan Q adalah $A/\sqrt{2}$, jadi masing-masing sinyal kuadratur BPSK mempunyai setengah dari daya rata-rata dari sinyal *original* QPSK. Jika bentuk gelombang *original* QPSK mempunyai sebuah *bit rate* R dan daya rata-rata S watt, hasil pembagian kuadratur pada masing-masing bentuk gelombang BPSK mempunyai *bit rate* R/2 bit/detik dan daya rata-rata S/2 watt.

Untuk itu karakteristik E_b / N_0 masing-masing kanal BPSK ortogonal, mencakup sinyal QPSK, dapat ditulis menjadi :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S/2}{N_0} \left(\frac{W}{R/2} \right) \frac{S}{N_0} \left(\frac{1}{R} \right) \dots\dots (4)$$

Masing-masing kanal ortogonal BPSK dan karena itu sinyal OQPSK gabungan dibentuk dengan E_b / N_0 yang sama dan karena itu mempunyai harga P_b yang sama dengan sinyal BPSK.



Gambar 8 : Perbandingan Probability Error

QPSK dengan sistem modulasi digital lainnya.

Ketegaklurusan dari pergeseran fasa 90° antara hasil pengaturan simbol OQPSK dalam *bit error probability* menjadi sama antara BPSK dan OQPSK, sedangkan simbol *error probability* keduanya tidak sama.

Pada gambar 8 terlihat bahwa perbandingan *probability bit error* QPSK lebih stabil dibandingkan sistem modulasi digital lainnya.

6.3 Probability bit error pada QPSK

Batas sinyal dari QPSK ditunjukkan pada gambar 9, vektor unit yang membuat koordinat sistem adalah :

$$u_1(t) = \sqrt{2/T_s} \cos \omega_0 t \quad (4)$$

$$u_2(t) = \sqrt{2/T_s} \sin \omega_0 t \quad (5)$$

di mana $T_s = 2T_b$, T_b adalah *bit time*. Relevansi *noise* menjadi :

$$n(t) = n_1 u_1(t) = n_2 u_2(t) \tag{6}$$

dengan n_1 dan n_2 independen, merupakan variabel-variabel *gaussian random* dari variasi $(n/2)$. Pada kasus yang ada, akan lebih mudah untuk tidak menghitung *probability* P_e tetapi *probability* P_c yang dihitung dari sini, kita dapat menghitung P_e dengan $P_e = 1 - P_c$. Jika sinyal ditransmisikan adalah s_1 kemudian sebuah ketentuan akan menjadi benar memberikan *noise* yang tidak bergerak keluar r_1 dari kuadran pertama. Jika hal itu terjadi, disesuaikan bahwa kedua n_1 dan n_2 dan berada dalam *range* dari $-\sqrt{P_s T_s}$ ke tak terhingga. Dengan $d/2 = \sqrt{P_s T_s}$, akan diperoleh *probability* yang tepat, dengan s_1 telah ditransmisikan yaitu:

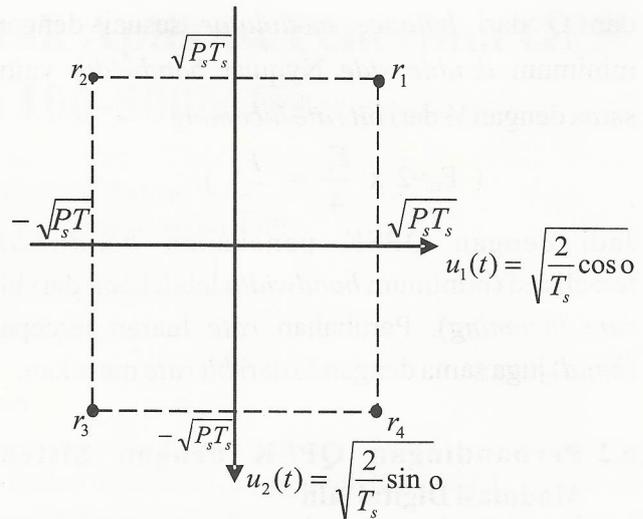
$$\begin{aligned}
 P(c/s_1) &= P\left(n_1 > -\frac{d}{2}, n_2 > -\frac{d}{2}\right) \tag{7} \\
 &= \int_{-d/2}^{\infty} \frac{e^{-n_1^2/\eta}}{\sqrt{\pi\eta}} dn_1 \int_{-d/2}^{\infty} \frac{e^{-n_2^2/\eta}}{\sqrt{\pi\eta}} dn_2 \\
 &= \left[\frac{1}{\sqrt{\pi\eta}} \int_{-d/2}^{\infty} e^{-n_1^2/\eta} dn_1 \right]^2 \dots\dots\dots(8)
 \end{aligned}$$

dengan melihat persamaan (2.2), maka persamaan (2.5) menjadi :

$$P(c/s_1) = \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{d^2/4\eta} \right]^2 \dots \tag{9}$$

Jika masing-masing sinyal s_1, s_2, s_3, s_4 adalah sama memungkinkan untuk ditransmisikan.

$$P_e = \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{d^2/4\eta} \right]^2 \dots\dots\dots(10)$$



Gambar 9 : Space sinyal untuk QPSK & OQPSK

7. Kesimpulan

- a. Fluktuasi selubung pada OQPSK lebih konstan dibandingkan QPSK, karena pada OQPSK tidak ada perubahan fasa 180°, yang ada hanya perubahan fasa sebesar 90°, sehingga bentuk gelombang amplop tidak berubah secara drastis menjadi nol.
- b. Sinyal yang terdistorsi karena perubahan fasa yang drastis dalam QPSK dan OQPSK, akan menyebabkan saling tumpang tindihnya antara gelombang bit yang berdekatan.
- c. Terjadinya interferensi simbol antar kanal yang berdekatan juga merupakan akibat dari efek multipath.
- d. Pada QPSK perubahan rate luaran tercepat (baud) sama dengan 1/2 dari bit rate masukan, sementara pada OQPSK kecepatan perubahan rate dan band width minimum adalah dua kali dari band width QPSK pada bit rate transmisi yang diberikan.
- e. Sinyal QPSK gabungan dibentuk dengan E_b / N_0 yang sama. *Bit error probability* BPSK dan QPSK menjadi sama karena ketegaklurusan dari pergeseran fasa 90° dalam pengaturan

simbol band width QPSK pada *bit rate* transmisi yang diberikan.

- f. Sinyal QPSK gabungan dibentuk dengan E_b / N_0 yang sama. *Bit error probability* BPSK dan QPSK menjadi sama karena ketegaklurusan dari pergeseran fasa 90° dalam pengaturan simbol

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih yang sebesar-besarnya kepada semua pihak yang telah membantu dalam penulisan ini, serta kepada seluruh staff dan karyawan/ti Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI.

8. Daftar Pustaka

1. Sklar Bernard, "Digital Communications Fundamentals and Applications", *Prentice Hall International Inc, 1988.*
2. Coolen John, "Electronic Communications", *Reston Pbl. Com. Inc., 1993.*
3. Leon W. Couch II, "Digital and Analog Communication Systems", *Macmillan Inc., 1993.*
4. Martin S. Roden, "Digital and Data communication Systems", *Prentice Hall, Los Angeles, 1982.*
5. Robert G. Winch, "Telecommunication Transmission Systems", *McGraw-Hill Inc, 1993.,*

Power Divider/ Combiner untuk Aplikasi Penerima GPR pada Frekuensi 100-500MHz

Yusuf Nur Wijayanto^{*)}, Yuyu Wahyu^{*)}

*) Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI
Jl. Sangkuriang Bandung 40135, Komp LIPI
Telp. 022 250 4660, 250 4661 Fax. 022 250 4659
Email : yusuf@ppet.lipi.go.id

Abstract

Power divider/combiner is a passive component of microwave used to divide or combine power. This paper describes a power divider/combiner used for GPR (Ground Penetrating Radar) application at frequency 100-500MHz. This power divider/combiner is developed by several pieces transmission channel of microstrip which in two-stages of transformer to $\lambda/4$ (two section quarter-wave of transformer). There is a different value between design and realization, such as insertion loss, input port and output of return loss, this is due to deviation of microstrip dimension during stages realization and due to materials losses.

Keywords : GPR, Power divider/combiner, insertion loss, return loss

Abstrak

Power divider/combiner merupakan komponen pasif microwave yang digunakan untuk membagi atau menggabung daya. Pada paper ini dibahas tentang power divider/combiner yang digunakan untuk aplikasi GPR (Ground Penetrating Radar) pada frekuensi 100-500MHz. Power divider/combiner ini dibangun oleh potongan-potongan saluran transmisi mikrostrip yang berupa dua tingkat transformer $\lambda/4$ (two section quarter-wave transformer). Hasil perancangan dan realisasi diperoleh perbedaan nilai antara lain insertion loss, return loss pada port masukan dan terdapat keluaran. Hal ini disebabkan penyimpangan dimensi ketika direalisasikan dan bahan yang digunakan mikrostrip memiliki rugi-rugi bahan yang besar.

Kata Kunci : GPR, Power divider/combiner, insertion loss, return loss

1. Pendahuluan

Perkembangan teknologi dibidang telekomunikasi khususnya antena telah mencapai kemajuan yang signifikan dengan adanya penemuan yang baru berupa antena GPR (*Ground Penetrating Radar*). Meningkatnya permintaan terhadap GPR sebagai alat untuk mendeteksi dan mengidentifikasi objek didalam tanah telah membawa pada kebutuhan kelas antena transien [2].

Keberhasilan dari GPR bergantung kepada output daya yang ditangkap oleh beberapa antena penerima GPR. Daya yang disalurkan memerlukan sebuah peralatan penggabung daya yaitu *power combiner*. *Microwave power combining* sangat

dibutuhkan pada sistem penerima GPR ini ketika daya yang sangat besar tidak dapat disuplai oleh sumber daya tunggal [4]. Khusus pada pembagi daya wilkinson, sebagai *divider* dan *combiner* karena baik *port* masukan maupun *port* keluarannya match [10].

Pada penelitian sebelumnya, telah dibuat sebuah pembagi daya wilkinson 1:4 tanpa maupun dengan beda fasa 90° untuk aplikasi yang berbeda [3][4]. Pada penelitian ini, penulis mencoba merealisasikan *power combiner* dengan menggunakan *binomial multisection matching transformer*, yang mempunyai respon frekuensi yang flat mendekati frekuensi kerja. Bahan yang

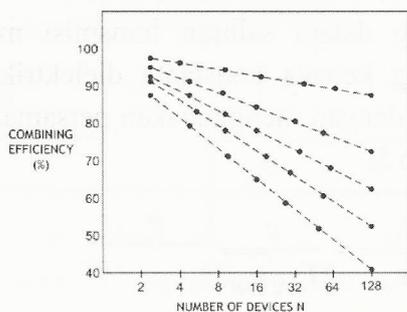
digunakan berupa FR4 (permitivitas relatif/ $\epsilon_r=4.4$, dan tebal dielektrik =1.6mm).

Spesifikasi bahan yang digunakan adalah dua port masukan dan satu port keluaran, besar frekuensi kerja 100MHz-500MHz, level daya kedua port keluaran sama, besar $VSWR \leq 1.5$, *Insertion loss* kurang dari 0,05dB. Untuk merealisasikan *power combiner* menggunakan metode saluran *microstrip*, karena dapat dibuat dengan bahan dielektrik yang mempunyai redaman rendah dan biaya murah[5].

2. Teori Dasar

Power divider/combiner merupakan komponen pasif *microwave* yang digunakan untuk membagi atau menggabungkan daya. *Power divider* berfungsi sebagai *reciprocal passive device*, yang dapat digunakan sebagai *power combiner*. Sebuah sinyal masukan dibagi oleh *power divider/combiner* menjadi dua atau lebih sinyal dengan daya yang lebih kecil[3].

Microwave power divider/combiner, seperti *Wilkinson divider* umumnya menggunakan saluran transmisi mikrostrip, dan diaplikasikan pada *balanced amplifiers*, *high-power transmitters*, dan *antenna array feed networks*. *Power divider/combiner* biasanya menggunakan *quarter-wave transmission line sections* pada perancangan frekuensi tengah untuk mengatasi masalah daya pada sistem perangkat RF[7].



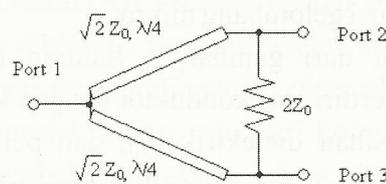
Gambar 1: Efisiensi Combiner

Jumlah perangkat yang digabung untuk tipe struktur *combiner/divider* ini adalah *biner*. Perangkat yang dipakai harus sama dengan 2N, tipe ini disebut juga *tree/corporate structure*.

Berdasarkan grafik pada gambar 1, efisiensi dari *combiner/divider* akan turun saat jumlah perangkat yang digabung bertambah. Secara umum terdapat 2 fitur khusus pada struktur *divider/combiner biner* yaitu port masukan *matched* dengan port keluaran dan port masukan terisolasi dari port lainnya. Untuk mengatasi daya transfer ke port keluaran yang dipantulkan kembali dengan cara port keluarannya dibuat *match* dan mengupayakan empat port keluarannya *match*[5].

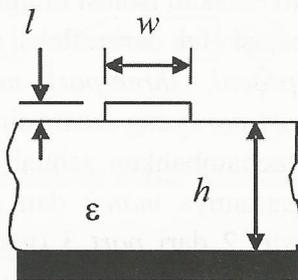
Wilkinson power divider berfungsi membagi sinyal masukan menjadi dua atau lebih sinyal keluaran dengan fasa yang sama[8]. Prinsip utamanya menyediakan isolasi tinggi antar luaran, dengan membatasi efek dari refleksi sinyal, karena *lossless reciprocal, three-port network* tidak mempunyai port-port yang secara simultan *match*, dengan cara menambahkan sebuah resistor agar tiga port keluarannya *match* dan secara penuh mengisolasi port 2 dari port 3 (gambar 2) pada frekuensi tengah (f). Keuntungannya, resistor ini tidak menimbulkan *resistive loss* pada *power divider/combiner*, sehingga idealnya *Wilkinson divider* memiliki efisiensi 100%[8].

Jenis *power divider* ini memiliki empat bagian yang berbeda yaitu *input port*, *quarter-wave transformers*, *isolation resistors*, *output ports*. Daya yang dibagi sama besar, maka *power divider* dapat dikatakan *power splitter*. Rangkaian sederhana dari *wilkinson power divider* dapat dilihat pada gambar 2[8].



Gambar 2: Wilkinson power divider ideal (2 Port)

Konfigurasi sederhana ini memiliki *bandwidth* yang terbatas, tetapi dengan penambahan *transformer section* dan resistor isolasi dapat meningkatkan lebar *bandwidth*. Peningkatan lebar *bandwidth* mengakibatkan membesarnya dimensi dan *insertion loss*[3]. *Two-way power divider/combiner* ideal memiliki keistimewaan yaitu dua *port output* isolasinya tidak terbatas, sehingga pembagian daya input terhadap output terjadi tanpa mengalami kebocoran sinyal antar *port*. Isolasi yang baik merupakan ukuran kualitas tinggi dari *power divider/ combiner*, idealnya lebih besar dari 20dB. *Insertion loss* dan nilai isolasi *power divider/ combiner* akan berbeda berdasarkan frekuensi dan nilainya akan menurun ketika frekuensi dinaikkan[3].



Gambar 3: Penampang saluran transmisi mikrostrip

Saluran transmisi mikrostrip terdiri atas lapisan konduktor dan sebuah *ground plane* yang dipisahkan oleh dielektrik[7]. Penggantian induktansi dan kapasitansi yang kecil biasa dipakai dalam rangkaian *matching* dan dengan mudah direalisasikan menggunakan saluran mikrostrip pada frekuensi gelombang mikro.

Dilihat dari gambar 3, Saluran transmisi mikrostrip terdiri atas konduktor dengan lebar (*w*), ketebalan bahan dielektrik (*h*), dan permitivitas efektif relatif (ϵ_e). Impedansi karakteristik saluran transmisi mikrostrip merupakan parameter penting untuk menentukan lebar (*w*) [8].

Persamaan impedansi karakteristik dari saluran transmisi mikrostrip untuk $w/d < 1$ menggunakan persamaan 1 dan untuk $w/d > 1$ menggunakan persamaan 2[9].

$$Z_0 = \frac{60}{\epsilon_{eff}} \ln\left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d}\right) \tag{1}$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{w}{d} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{d} + 1.444\right) \right]} \tag{2}$$

Konstanta dielektrik dari suatu saluran mikrostrip dipengaruhi oleh konstanta dielektrik relative (ϵ_r), tinggi (*h*) dari substrat dielektrik, lebar (*w*) dari konduktor strip dan frekuensi operasi untuk $t/h \ll 0.005$. Konstanta dielektrik untuk $w/h < 1$ dapat diketahui menggunakan persamaan 3.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12\left(\frac{h}{w}\right)}} + 0.04 \left(1 - \left(\frac{w}{h}\right)^2 \right) \right] \tag{3}$$

Quarter wave transformer (transformator $\frac{1}{4} \lambda$) merupakan potongan saluran transmisi dengan panjang $\frac{1}{4} \lambda$ yang memiliki kemampuan mentransformasikan suatu impedansi riil ke impedansi riil yang lain. Penambahan transformator $\lambda/4$ juga bertujuan untuk memperlebar *bandwidth* saluran. Panjang gelombang dalam saluran transmisi mikrostrip bergantung kepada konstanta dielektrik efektif, diperoleh dengan menggunakan persamaan 4 dan persamaan 5.

$$\lambda_c = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{f_c \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{4}$$

$$L_n = \frac{\lambda_c}{4} \tag{5}$$

Respon *Passband* sebuah *binomial matching transformer* optimum, jika diberikan sejumlah *section*, sehingga menghasilkan respon flat mendekati frekuensi yang dirancang. Tipe ini untuk sebuah *N-section transformer*. Untuk menentukan impedansi transformasi tiap *section* menggunakan persamaan 6, 7, 8, dan 9 [11].

$$N = a \tag{6}$$

$$n = N-1$$

$$A = 2^{-N} \cdot \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{7}$$

$$C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!} \tag{8}$$

$$\ln\left(\frac{Z_{n+1}}{Z_n}\right) = 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_0} \tag{9}$$

Setelah mendapatkan nilai impedansi karakteristik tiap tingkat dengan mengetahui lebar saluran tiap tingkat. Lebar saluran dipengaruhi oleh besarnya faktor impedansi (A) atau (B), impedansi karakteristik tiap tingkat, permitivitas relative (ϵ_r). Persamaan untuk menentukan lebar (w) saluran tiap tingkat dapat diketahui menggunakan persamaan 10 ($w/h < 2$) dan persamaan 11 ($w/h > 2$) [9].

$$\frac{w}{h} = \frac{8.e^A}{e^{2A} - 2} \tag{10}$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B-1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] \tag{11}$$

Besar konstanta dielektrik relative ϵ_r mempengaruhi bandwidth, toleransi pembuatan, impedansi transformasi dan saluran transmisi. Konstanta dielektrik relatif dari material substrat lebih besar dari 2.04. Substrat yang lebih tebal memiliki bandwidth yang lebih tinggi dan efisiensi yang lebih bagus, tetapi jika material substrat

terlalu tebal menimbulkan gelombang permukaan. Untuk *strip* yang beroperasi pada frekuensi (f), ketebalan (h), maka substrat harus memenuhi persamaan 12.

$$h \leq \frac{0.3c}{2\pi f \sqrt{\epsilon_r}} \tag{12}$$

Karena mikrostrip memiliki mode propagasi quasi-TEM, maka redaman yang berkaitan dengan dielektrik *loss* (α_d) dapat ditentukan dengan persamaan 13, rugi-rugi tangen dielektrik ($\tan \delta$) [6]. Konstanta dielektrik efektif (ϵ_{eff}) berhubungan dengan faktor pengisian, dapat diturunkan oleh persamaan 14.

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} (\epsilon_r - 1)} \quad Np/m \tag{13}$$

$$\frac{\epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1)}{\epsilon_{eff} (\epsilon_r - 1)} \tag{14}$$

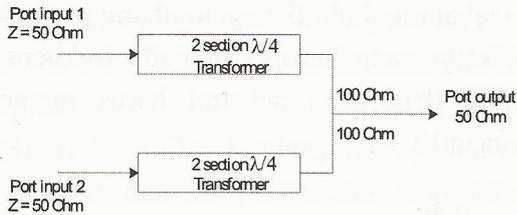
Redaman yang berkaitan dengan konduktor *loss* (α_c) dapat ditentukan oleh persamaan 15, dimana $R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2\sigma}$ (ohm) merupakan konduktor *surface resistivity*. Maka faktor redaman total (α) untuk saluran transmisi mikrostrip diperoleh menggunakan persamaan 16.

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 w} \quad Np/m \tag{15}$$

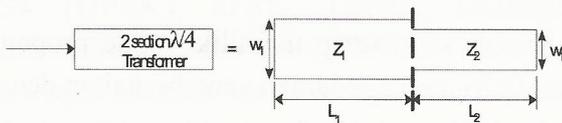
$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (dB/m) \tag{16}$$

3. Perancangan dan Pembuatan

Dalam perancangan ditentukan tebal substrat yang digunakan. Untuk jalur/ *strip* yang beroperasi pada frekuensi tengah (f_c) sebesar 223,6MHz, maka ketebalan (h) substrat harus memenuhi persamaan 12 sebesar 3.1cm. Dipasaran tersedia $h=1,6$ cm, sehingga tebal ini memenuhi syarat.



Gambar 4: Diagram blok alat



Gambar 5: Dua diagram (dua section /4 transformer)

Pada gambar 2 jika terbalik, daya *input* dihubungkan dengan kedua *port input* yang memiliki impedansi karakteristik 50Ω. Kemudian daya tersebut digabung dengan amplitudo dan fasa tertentu dan berjalan ke *port* keluaran. Perancangan *power divider/ combiner* ini menggunakan beban (Z_L) 100Ω agar *match* dengan impedansi karakteristik (Z_0) 50Ω.

Dengan menggunakan persamaan 6, 7, 8, dan 9 diperoleh nilai impedansi untuk tiap tingkat dimana jumlah tingkat (N), sebesar 2. Untuk $n = 0$ maka impedansi $\lambda/4$ transformer pertama (Z_1) sebesar 59,46Ω dan untuk $n = 1$ maka impedansi $\lambda/4$ transformer kedua (Z_2) sebesar 84,09Ω

Tabel 1: Nilai Z_0 dan Lebar Saluran (w)

Impedansi Karakteristik Z_0 (Ω)	Lebar Saluran W (mm)
59,46	2,266
84,09	1,106
50,00	3,059

Dengan menggunakan persamaan 10 dan 11 diperoleh nilai lebar saluran (w) pada tiap tingkat, terlihat pada tabel 1. Semakin besar harga

impedansi karakteristik saluran Z_0 maka semakin sempit lebar saluran yang akan diperoleh, sehingga pada proses perrealisasian juga akan semakin sulit.

Untuk mendapatkan nilai permitivitas efektif (ϵ_{eff}) digunakan persamaan 3, sedangkan persamaan 4 dan 5 untuk mendapatkan panjang gelombang (λ) pada tiap tingkat transformer dengan frekuensi tengah (f_c) = 223,6MHz. Untuk mengurangi efek *diskontinuitas* yang terjadi antara sambungan akibat lebar saluran yang berlainan diperlukan kompensasi $\lambda/4$ pada bagian pemisah dayanya, namun untuk L_3

Tabel 2: Perhitungan λ_{eff} , dan $\lambda/4$

Z_0 (Ω)	ϵ_{eff}	λ (Cm)	$\lambda/4$ (cm)
59,46	3,252	74,4	18,6
84,09	3,103	76,2	19
50,00	3,33	73,5	18,4

karena impedansi karakteristiknya (Z_0) 50Ω sama dengan impedansi beban (Z_L), maka panjang saluran transformer $\lambda/4$ tidak akan terjadi gelombang tegak karena SWR=1, baik itu pada saat terjadi redaman ($\alpha=0$) atau tidak terjadi redaman ($\alpha \neq 0$).

Tabel 3: Perhitungan ϵ_{eff} dan Z_0^1

Z_0 (Ω)	ϵ_{eff}	Z_0^1 (Ω)
59,46	3,252	59,533
84,09	3,103	82,707
50,00	3,33	50,234

Untuk mendapatkan perkiraan impedansi karakteristik (Z_0^1) tiap tingkat (berdasarkan dimensi saluran mikrostrip) dengan persamaan 1 dan 2, impedansi tersebut dapat menunjukkan estimasi pantulan untuk tiap tingkat, terlihat pada tabel 3.

Setelah impedansi karakteristik tiap tingkat diketahui, selanjutnya menentukan koefisien pantul (Γ). Koefisien pantul disebabkan oleh setiap tahapan pada impedansi karakteristik saluran transmisi. Koefisien pantul akan riil dan bernilai positif jika $Z_L > Z_C > Z_B > Z_A > Z_0$. Jika koefisien pantul setiap section bernilai kecil, maka resultansi koefisien pantul pada masukan dapat diabaikan.

Untuk menentukan redaman pada saluran transmisi mikrostrip digunakan persamaan 13, 15, dan 16, dapat dilihat pada tabel 4. Besar perhitungan koefisien pantul dari saluran transmisi mikrostrip sebagai berikut :

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{59,553 - 50,234}{59,553 + 50,234} = 0,085$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{82,707 - 59,553}{82,707 + 59,553} = 0,163$$

$$\Gamma_3 = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} = \frac{100 - 82,707}{100 + 82,707} = 0,095$$

Tabel 4: Redaman saluran transmisi

Impedansi Karakteristik Z_0^1 (Ω)	Redaman α (dB)
59,553	$6,138 \cdot 10^{-2}$
82,707	$5,966 \cdot 10^{-2}$
50,234	$6,18 \cdot 10^{-2}$

Pada saluran transmisi mikrostrip tingkat pertama sepanjang $\lambda/4$ terjadi redaman sebesar $6,138 \cdot 10^{-2}$ dB. Saluran transmisi mikrostrip tingkat kedua sepanjang $\lambda/4$ terjadi redaman sebesar $5,966 \cdot 10^{-2}$ dB. Saluran transmisi mikrostrip dengan impedansi karakteristik ($Z_0=50\Omega$) terjadi redaman sebesar $6,18 \cdot 10^{-2}$ dB dan tidak bergantung kepada jarak karena $Z_0=Z_L$.

Diketahui bahwa estimasi redaman total yang terjadi sepanjang saluran transmisi *power divider/combiner* (α_{total}) adalah sebesar $24,464 \cdot 10^{-2}$ dB.

Untuk saluran dengan impedansi karakteristik 50Ω , redaman yang terjadi sebanyak dua kali karena pada saluran transmisi dirancang pada masukan dan keluaran.

4. Hasil dan Analisa

Pengukuran bertujuan untuk memperoleh data-data pengukuran *power combiner* yang telah direalisasikan. Hasil pengukuran ini dibandingkan dengan spesifikasi *power combiner* yang telah ditentukan sebelumnya. Parameter yang diukur pada pengukuran *power combiner* ini adalah *Insertion Los*, *Isolasi*, *Return Loss*, dan pengujian fungsi *Power Combiner*

Insertion loss merupakan besarnya redaman yang yang diterima oleh beban akibat disisipkannya sebuah alat pada detektor. Berdasarkan data hasil pengukuran pada table 5, terlihat bahwa *insertion loss* yang diperoleh port 1 sebesar 3,34dB dan kanal 2 sebesar 3,45dB yang bekerja pada frekuensi tengah.

Tabel 5: Hasil pengukuran *insertion loss*

Port	Insertion loss (dB)
1	3,34
2	3,45

Insertion loss yang diharapkan pada *power divider/ombiner* sebesar 3 dB, namun penurunan *insertion loss* ini disebabkan oleh redaman dielektrik substrat. dan adanya perubahan dimensi jalur realisasi perancangan sehingga hal tersebut mempengaruhi impedansi karakteristik tiap tingkat.

Tabel 6: Data hasil pengukuran isolasi

Port	Frekuensi (MHz)	Isolasi (dB)
1-2	223,6	6,74
1-2	344,2	25,12

Tabel 7: Data hasil pengukuran *return loss* masukan

Port	Return Loss (dB)	VSWR
Masukan	20,20	1,2

Tabel 8: Data hasil pengukuran *return loss* keluaran

No	Port	Frekuensi = 223,6 MHz	Return Loss (dB)	VSWR
1	1		8,54	2.17
2	2		8,40	2.22
No	Port	Frekuensi = 370 MHz	Return Loss (dB)	VSWR
1	1		20,94	1,19
2	2		19,80	1.22

Daya yang seharusnya diterima beban, dipantulkan kembali karena kondisi *mismatch*, ini merupakan daya yang hilang (*return loss*). Berdasarkan hasil pengukuran, diperoleh VSWR masukan sebesar $\leq 1,5$. *Return loss* yang baik memiliki nilai VSWR mendekati 1,0 yang berarti *matching* dari *power divider/combiner* tersebut sangat baik. Dari hasil pengukuran didapat *return loss* masukan sebesar 20,20dB (tabel 6) pada frekuensi tengah 223,6MHz. *Return loss* keluaran 1 dan 2 sebesar 8,54dB dan 8,4dB pada frekuensi tengah 223,6MHz dan didapat *return loss* yang lebih baik sebesar 20,94dB dan 19,8dB pada frekuensi tengah 370MHz (tabel 7). Pergeseran frekuensi tengah ini karena penyempitan dan pemanjangan bahan dielektrik dari mikrostrip pada proses fabrikasi sehingga mempengaruhi besarnya impedansi karakteristik tiap saluran. *Return loss* sebesar ini masih cukup bagus karena menghasilkan VSWR $\leq 1,5$, namun kenyataannya VSWR yang diperoleh kurang dari 1, hal ini terjadi karena antara lain kurang telitinya realisasi *layout* jalur serta pembuatan alat yang kurang baik,

ketidaksesuaian impedansi saluran mikrostrip dengan impedansi konektor, mengakibatkan kondisi *mismatch* karena lebar jalur menyempit saat perealisasi, konektor N yang memiliki *inner* tidak flat mengakibatkan gumpalan timah saat *soldering* di ujung saluran sehingga arus yang seharusnya diserap beban ada yang dipantulkan kembali.

Berdasarkan hasil pengukuran, besar output PWR SPL adalah 0,896mW untuk dikirimkan ke *power combiner*. Keluaran *power combiner* sebesar 0,02mW, Konektor N yang memiliki *inner* tidak flat sehingga mengakibatkan gumpalan timah pada saat *soldering* di ujung saluran sehingga arus yang seharusnya diserap oleh beban sebagian ada yang dipantulkan kembali.

Tabel 9: Data Hasil Pengukuran Fungsi *Power Combiner*

Port	Respon (dBm)	Daya ($10^{x/10}$) (mW)
Output 1 PWR SPL	- 3,41	0,456
Output 2 PWR SPL	- 3.42	0,440
Jumlah Output PWR SPL		0,896
Output <i>Power Combiner</i>	- 16,57	0,020

Ketidaksesuaian impedansi saluran mikrostrip dengan impedansi konektor, mengakibatkan kondisi *mismatch* dikarenakan lebar jalur menyempit saat perealisasi divais. *Bandwidth* yang dihasilkan pada pengukuran adalah sekitar 95MHz atau 27,5% dengan frekuensi bawah 100MHz dan frekuensi atas 500MHz, sedangkan *bandwidth* pada perhitungan sebesar 175,7MHz.

5. Kesimpulan

Penurunan *insertion loss* disebabkan oleh redaman dielektrik substrat. dan adanya perubahan dimensi antara jalur yang realisasi dengan yang dirancang sehingga hal tersebut berpengaruh pada

impedansi karakteristik tiap tingkat. Pergeseran frekuensi untuk isolasi yang baik disebabkan oleh pemanjangan dan penyempitan bahan dielektrik dari mikrostrip pada saat proses pembuatan PCB. Ketidaksesuaian impedansi saluran mikrostrip dengan impedansi konektor, mengakibatkan kondisi *mismatch* karena lebar jalur menyempit saat perealisasi divais.. Perancangan jalur *power divider/combiner* berdasarkan *binomial transformer* ini berlaku hanya untuk frekuensi tengah. Untuk frekuensi bawah dan frekuensi atas, saluran mikrostrip sudah tidak sesuai.

Ucapan Terima Kasih

Penulis mengucapkan terima kasih kepada Laboratorium Telekomunikasi PPET-LIPI atas kerja samanya yang telah memberikan fasilitas dalam pembuatan dan pengukuran alat. Dan semua pihak yang telah membantu dan partisipasinya dalam penelitian ini.

6. Daftar Pustaka

1. Yuda A.N, "Realisasi Two-Way Power Splitter Mikrostrip Untuk Aplikasi Sistem Komunikasi GSM Indoor Pada Daerah Frekuensi 890960Mhz", *Laporan TA, Prodi Telekomunikasi, Politeknik Negeri Bandung, 2005.*
2. Lestari A.A., Yarovoy A.G., Ligthart L.P., "Kemampuan Adaptasi Antena Wire Bow Tie Untuk Ground Penetrating Radar", *International Research Centre for Telecommunication-Transmission and Radar, Delf University of Technology Mekelweg 4,2628CD Delf, The Netherlands.*
3. Browne J., "Choosing To Combine Or Divide Power"
4. Hansen, Erwin, "4 way Power Divider/Combiner", *Laporan TA, Prodi Telekomunikasi, Politeknik Negeri Bandung, 2002.*
5. Liao, Samuel Y., "Microwave Circuit Analysis And Amplifier Design", *Prentice Hall, Engle Wood Cliffs, New Jersey, 1987.*
6. Microlab/ FXR, "A Wireless Telecom Company", *25 Eastmans Road, Parsippany, NJ07054*
7. Palli, Kumar K, "Design of LC Wilkinson Power Splitters", *Department of Electrical and Computer Engineering, Auburn University, Auburn, AL*

Kajian Sistem Pengukuran Kuat Medan Sinyal TV

Pamungkas Daud^{*)} Yusuf Nur Wijayanto^{*)} Dadin Mahmudin^{*)}

^{*)}Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi-LIPI (PPET-LIPI)

Jl Sangkuriang Bandung 40135 ,telp.2504660/fax.2504659

e-mail:pmkdaud@ppet.lipi.go.id

Abstract

Quality of Video and Audio information is determined by the quality of the TV signal received by the receiver. The measurement of the TV signal on the receiver should follow the international regulations on telecommunication such as CCIR, CCITT and FCC. There is technical and natural factor that influence in receiving signal. In this paper we present the detail procedure and system measurement of the TV signal field strength at VHF/UHF frequency which will be used and integrated in Mobile Lab.

Key Words : information, audio, video, receiver

Abstrak

Kualitas sinyal TV pada penerima (receiver) sangat menentukan dalam mendapatkan informasi audio visual yang layak untuk dilihat dan enak dinikmati. Pengukuran sinyal TV harus mengacu pada standar internasional CCITT, CCIR, dan FCC. Penerimaan kuat medan sinyal TV dipenerima (receiver) ditentukan oleh beragam faktor yang sifatnya alami (natural) maupun teknis (technical). Pada penulisan disini akan dikaji sistem pengukuran dan prosedur pengukuran beserta beberapa perhitungan pemancar TV pada frekuensi UHF/VHF. Sistem pengukuran kuat medan sinyal TV ini nantinya akan diintegrasikan dalam suatu sarana bergerak (mobile Lab.)

Kata Kunci : informasi, audio, video, penerima

1. Pendahuluan

Seiring dengan berkembangnya dunia *broadcast* dan *multimedia* terutama televisi, diperlukan diperlukan suatu survey penelitian kuat medan sinyal (*fields strength*) dari pemancar TV tersebut, sehingga penerimaan sinyal TV dimasing-masing lokasi dapat diterima dengan baik serta layak dilihat, sesuai standar internasional seperti CCITT, CCIR, dan FCC. Seperti diketahui propagasi gelombang elektromagnetik sangat bergantung kepada kondisi alam seperti ketinggian (*topografi*), konduktivitas tanah, pengaruh aktivitas matahari, dan lapisan atmosfer bumi serta kondisi alam lainnya [1]. Dengan mengacu pada standar CCITT, CCIR, dan FCC ditetapkan nilai batas penerimaan medan elektromagnetik dipenerima adalah sebagai berikut :

Grade I : 70 dBuV (Gambar dengan kualitas yang baik)

Grade II : 48-55 dB μ V (Gambar dengan kualitas cukup baik untuk dipancar ulang/relay). Untuk mengkaji Sistem Pengukuran Kuat Medan Sinyal TV yang mengacu pada standar internasional harus diperhitungkan beberapa parameter.

2. Landasan Teori

Beberapa parameter yang diperlukan dalam menentukan suatu sistem pengukuran kuat medan sinyal TV diantaranya adalah :

- ✓ Perhitungan nilai sinyal TV berdasarkan rekomendasi CCIR/ITU-R
- ✓ Perencanaan Saluran Frekuensi
- ✓ Skema Jangkauan
- ✓ Perhitungan CCIR Untuk Pemancar Televisi VHF dan UHF

✓ Peralatan dan komponen alat ukur yang diperlukan

2.1. Perhitungan Nilai Sinyal TV Berdasarkan Rekomendasi CCIR/ITU-R

2.1.1. Protection Ratio

Protection Ratio adalah nilai minimum perbandingan yang harus diperoleh antara sinyal yang diinginkan dengan sinyal yang tidak diinginkan (pengganggu) di suatu daerah layanan, sehingga dilokasi tersebut dapat diperoleh penerimaan sinyal televisi dengan kualitas yang baik.

Tabel 1 : Co-channel protection ratio TV Analog

Nominal Offset (Line Frequency)	Non Precision Offset			Precision Offset		
	T (dB)	C (dB)	Frequency Offset	T (dB)	C (dB)	Frequency Offset
0	45	52	0	-	-	-
-4 / 12	30	40	-28.000 Hz	22	22	-28.025 Hz
-8 / 12	30	40	-52.000 Hz	22	27	-52.050 Hz

Tabel-2: Adjacent channel protection ratio TV Analog

Adjacent Channel	Protection Ratio
Lower Adjacent Channel	-9 dB
Upper Adjacent Channel	-12 dB

2.1.2. Nilai Kuat Medan Sinyal Minimum dan Maksimum

Batas jangkauan suatu pemancar televisi ditentukan oleh nilai minimal penerimaan kuat medan sinyal gambar. Sesuai rekomendasi ITU-R, besarnya kuat medan sinyal dalam (dBµV/m) ditunjukkan pada tabel-3 berikut ini:

Tabel-3

Band I	Band III	Band IV	Band V
48	55	65	70

Nilai kuat medan sinyal tersebut diperhitungkan untuk titik jangkauan terjauh dari lokasi pemancar. Maksimum kuat medan sinyal yang diperbolehkan dalam suatu daerah layanan (*service area*) adalah > 110 dBµV/m yang diterima oleh lebih dari 1% populasi dalam daerah layanan tersebut, atau > 120 dBµV/m yang diterima oleh lebih dari 0,1% populasi dalam daerah layanan tersebut atau tidak lebih dari 100 orang.

2.1.3. Penempatan Lokasi Pemancar

Letak lokasi pemancar dan ERP (*effisience radiating power*) yang diusulkan sebaiknya direncanakan sedemikian rupa sehingga akan dicapai kuat medan maksimum sebagaimana yang dipersyaratkan, dan tidak menimbulkan gangguan *interferensi* di daerah layanan lain. Sebagai catatan layanan penyiaran televisi dengan daya yang tinggi dapat menyebabkan interferensi yang serius pada layanan komunikasi, meskipun layanan televisi telah memenuhi semua persyaratan teknis seperti radiasi di luar band, dan telah dipisahkan dengan baik dari layanan lain. Di dalam suatu daerah layanan, sebaiknya pemancar televisi baru berada *co-located* dengan pemancar televisi dan radio FM-VHF yang ada, dan juga sebaiknya dapat menggunakan fasilitas (menara, antenna) secara bersama terutama jika layanan yang akan diberikan berada pada daerah yang sama. Apabila beberapa stasiun pemancar berada dalam satu lokasi tetapi tidak menggunakan fasilitas antenna dan menara secara bersama, maka jarak orientasi dan tingginya harus dibuat sedemikian rupa untuk mencegah terjadinya refleksi dan re-radiasi.

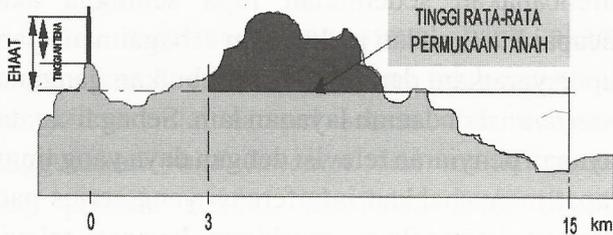
Dasar perhitungan #1

Rencana : Rekomendasi ITU-R BT.417 , kuat medan minimum : Band IV : 65 dBµV/m, Band V : 70 dBµV/m dan *Protection Ratio* (dB) *Steady Tropo Lower Adjacent* : 1 -9 *Co-channel* : 52 45 *Co-channel offset +4/-4* : 40 30, *Upper Adjacent* : -2 -12 , *Image Channel (N+9)* : 9 -1

Dasar perhitungan #2

Asumsi : Tinggi antenna penerima pengukuran : 10 m, Tinggi efektif antenna pemancar: EHAAT=100m, Keandalan penerimaan sinyal : 50% location dan 50% time, Terrain : Darat, datar, Pengelompokkan kelas pemancar : Daya rendah, ERP daya sistem pemancar di bawah 1 kW, Daya Medium, ERP daya sistem pemancar di atas 1 kW s/d 50 kW, Daya Tinggi, ERP daya sistem pemancar di atas 50 kW.

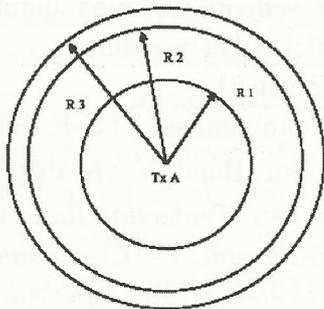
EHAAT : EFEKTIF HIGH ABOVE AVERAGE TERRAIN (TINGGI EFEKTIF YANG DIUKUR DARI RATA-RATA PERMUKAAN TANAH)



Gambar 1: Sistem Pengukuran EHAAT

2.1.4 Jarak Aman Minimum

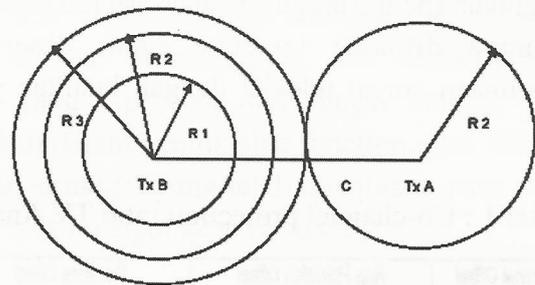
Pemancar yang berada di lokasi A dapat menjangkau wilayah disekitarnya dengan jarak radius R_1 yang dapat menerima field strength pada ujung $R_1 = 74 \text{ dB}\mu\text{v/m}$; jarak radius R_2 dengan field strength pada ujung $R_2 = 65 \text{ dB}\mu\text{v/m}$; jarak radius R_3 yang dengan kuat medan pada ujung $R_3 = 13 \text{ dB}\mu\text{v/m}$;



Gambar 2 : Jarak Aman Minimum Pemancar

2.1.4 Jarak minimum co-channel pada perencanaan kanal TV

Jarak aman minimum untuk penggunaan frekuensi co-channel harus memenuhi co-channel protection ratio sebesar 52 dB. Jarak tersebut sama dengan jarak R_2 dan pemancar A yang dapat menerima $65 \text{ dB}\mu\text{v/m}$ (R_{2A}) ditambah jarak R_3 dari pemancar B yang dapat menerima $13 \text{ dB}\mu\text{v/m}$ (R_{3B}) = $R_{2A} + R_{3B}$.

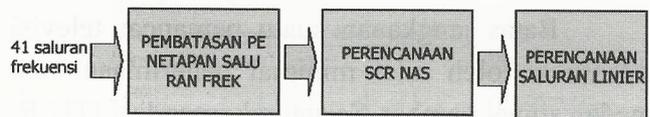


Gambar 3 : Jarak minimum Co-channel

Tabel 4 : Jarak minimum co-channel pada perencanaan kanal TV

N O	ERP Pemancar		Pemancar A		Pemancar B		$R_{1A} + R_{1B}$	$R_{2A} + R_{2B}$	Jarak Aman
	A	B	R_{2A}	R_{3A}	R_{2B}	R_{3B}			
1	Low	Low	15 km	100 km	15 km	100 km	115 km	115 km	115 km
2	Low	Med	15 km	100 km	30 km	200 km	215 km	130 km	215 km
3	Low	High	15 km	100 km	60 km	500 km	515 km	160 km	515 km
4	Med	Med	30 km	200 km	30 km	200 km	230 km	230 km	230 km
5	Med	High	30 km	200 km	60 km	500 km	530 km	260 km	530 km
6	High	High	60 km	500 km	60 km	500 km	560 km	560 km	560 km

2.2 Perencanaan Saluran Frekuensi



Mencegah gangguan interferensi : Kondisi geografis wil Ind :

- co channel interference (n)
- adjacent channel interference (n+1/n-1)
- image channel interference (n+9)
- frekuensi harmonisa
- Negara kepulauan
- Dibatasi pegunungan
- Pemisahan wil :
Utara-Selatan (P. Jawa)
Barat-Timur (Sumatra,Sul)



Gambar 4 : Perencanaan Frekuensi

2.3 Skema Jangkauan



Gambar 5 : Skema Jangkauan

2.4. Perhitungan CCIR untuk Pemancar Televisi VHF dan UHF

2.4.1 Kualitas Penerimaan Siaran Televisi

Besarnya signal penerimaan siaran televisi disuatu tempat dipengaruhi beberapa parameter dari stasiun pemancar yang meliputi antara lain :

1. Daya pancar
2. Gain dan sistem antena pemancar
3. Jarak lokasi pemancar dengan lokasi penerima
4. Frekuensi yang digunakan
5. Gain dan antena sistem dari pesawat penerima
6. Profile chart antara antena pemancar dengan antena pesawat penerima
7. Ketinggian lokasi pemancar terhadap lokasi penerima

Apabila dinyatakan dalam rumus(1), dapat kita lihat dengan jelas parameter-parameter yang berpengaruh pada penerimaan signal siaran televisi :

$$P_{fs}^{(db)} = P_o^{(db)} + G_{antTx}^{(db)} A_{pl}^{(db)} + G_{antRx}^{(db)} \quad (1)$$

Dimana :

- $P_{fs}^{(db)}$: level field strength [dB]
- $P_o^{(db)}$: power output pemancar [dB]
- $G_{antTx}^{(db)}$: gain antena pemancar [dB]
- $A_{pl}^{(db)}$: antenuasi path loss [dB]
- $G_{antRx}^{(db)}$: gain antena penerima [dB]

2.4.2. Daya Pancar

Besarnya daya pancar, akan mempengaruhi besarnya signal penerimaan siaran televisi disuatu tempat tertentu pada jarak tertentu dari stasiun pemancar televisi. Semakin tinggi daya pancar semakin besar level kuat medan penerimaan siaran televisi.

2.4.3. Gain Antena

Besarnya gain antena dipengaruhi oleh jumlah dan susunan antena serta frekuensi yang digunakan. Antena pemancar UHF tidak mungkin digunakan untuk pemancar TV VHF dan sebaliknya, karena akan menimbulkan VSWR yang tinggi. Sedangkan antena penerima VHF dapat saja untuk menerima signal UHF dan sebaliknya, namun gain antenanya akan sangat mengecil dari yang seharusnya.

2.4.4. Path Loss (redaman propagasi)

Path Loss dapat diartikan sebagai redaman propagasi, yaitu besarnya daya yang hilang dalam menempuh jarak tertentu. Besarnya redaman disamping ditentukan oleh kondisi alam seperti tidak adanya halangan antara pemancar dengan penerima (line of sight) dan kondisi ketinggian (altitude) dari masing-masing lokasi maupun antara kedua lokasi, redaman sangat dipengaruhi oleh jarak antara pemancar dengan penerima dan

frekuensi yang digunakan. Tanpa memperhitungkan kondisi alam dan lokasi dimana pemancar dan penerima berada, besarnya redaman propagasi dapat dihitung dengan menggunakan rumus(2) "Free Space Loss" sebagai berikut :

$$A_{pl}^{(db)} = 32,5^{(db)} + (20 \log D(km))^{(db)} + (20 \log F (Mhz))^{(db)} \quad (2)$$

2.4.5. Kebutuhan Daya Pancar

Besarnya daya pancar yang diperlukan untuk menjangkau sasaran pada jarak tertentu dipengaruhi antara lain oleh besarnya frekuensi, ketinggian antena pemancar dan antena penerima serta *profile* antara lokasi pemancar dengan lokasi penerima, dan besarnya level kuat medan yang diharapkan dapat diterima oleh pesawat penerima. Besarnya level kuat medan penerimaan siaran televisi untuk frekuensi band tertentu, CCIR/ ITU-R memberikan rekomendasi yang dapat digunakan sebagai referensi, namun demikian di setiap negara dapat saja memiliki kebijaksanaan tersendiri tentang kualitas penerimaan siaran televisi yang dikaitkan dengan persyaratan kuat medan minimum. Sampai saat ini di Indonesia belum ada kebijaksanaan khusus mengenai persyaratan minimum kuat medan pancaran siaran televisi yang harus dipenuhi untuk suatu penerimaan siaran televisi yang dianggap baik. Sementara itu, untuk kebutuhan perencanaan pengembangan perluasan jangkauan digunakan rekomendasi CCIR/ ITU-R [5], sebagai acuan. Dibawah ini sebagai contoh disampaikan daftar kuat medan minimum menurut rekomendasi CCIR. *Minimum Field-Strength Value.*

Tabel-5 : (CCIR recommendation 417 & 412)

Band	Frequency (Mhz)	Saluran	Kuat Medan (dBµV/ m)		
			Urban	Sub Urban	Rural
VHF band I	47-61	2-3			48
VHF band II mono	87-108		70	60	48
VHF band II stereo	87-108		74	66	54
VHF band III	174-230	4-11			55
UHF band IV	470-605	21-37			65
UHF band V	606-807	38-70			70

Untuk menganalisa perbedaan kebutuhan daya pancar antara pemancar VHF dengan UHF dapat dilakukan dengan menggunakan perhitungan propagasi gelombang pada "free space" ataupun menggunakan *chart/* grafik propagasi yang disusun oleh CCIR[5] serta dengan memegang variabel-variabel tertentu dalam kondisi yang sama. Perhitungan dengan menggunakan rumus propagasi gelombang pada "free space" dengan variabel-variabel yang dipegang tetap yaitu sebagai berikut :

- 1) Jarak pemancar dengan penerima = 20 Km
- 2) Antara pemancar dan penerima tidak ada halangan/*obstacle* dan ketinggian antena pemancar & penerima tidak diperhitungkan
- 3) Frekuensi VHF = 200 Mhz dan UHF = 500 MhZ
- 4) $P_{fs} = \text{Field strength}$ untuk VHF= 75dbuV/m = - 30 dBm/Z= 50 Ohm
- 5) $P_{fs} = \text{Field strength}$ untuk UHF=80dBuV/m = - 27 dBm/Z= 50 Ohm
- 6) $G_{ant} = \text{gain antena} = 10 \text{ dB}$
- 7) $P_o = \text{power output pemancar}$

$$P_o^{(db)} = P_{fs}^{(db)} + G_{ant}^{(db)} + 32,5^{(db)} + (20 \log D(km))^{(db)} + (20 \log F(Mhz))^{(db)} \quad (3)$$

Dengan data sebagaimana tersebut diatas, dapat dihitung kebutuhan *power output* VHF yang dapat menjangkau sasaran sejauh 20 Km adalah sebagai berikut :

$$P_o(\text{dB}) = P_{fs}(\text{dB}) + G_{ant}(\text{dB}) + 32,5(\text{dB}) + (20\log D(\text{km}))(\text{dB}) + (20\log F(\text{Mhz}))(\text{dB})$$

$$P_o(\text{dB}) = -32\text{dBm} + 10\text{dB} + 32,5\text{dB} + 20\log 20 + 20\log 200$$

$$P_o(\text{dB}) = -32\text{dBm} + 10\text{dB} + 32,5\text{dB} + 26\text{dB} + 46\text{dB}$$

$$P_o(\text{dB}) = 62,5\text{ dBm} = 2,5\text{ dBk} = 1,8\text{KW}$$

Sedangkan untuk pemancar UHF diperlukan *power output* sebesar :

$$P_o(\text{dB}) = P_{fs}(\text{dB}) + G_{ant}(\text{dB}) + 32,5(\text{dB}) + (20\log D(\text{km}))(\text{dB}) + (20\log F(\text{Mhz}))(\text{dB})$$

$$P_o(\text{dB}) = -27\text{dBm} + 10\text{dB} + 32,5\text{dB} + 20\log 20 + 20\log 500$$

$$P_o(\text{dB}) = -27\text{dBm} + 10\text{dB} + 32,5\text{dB} + 26\text{dB} + 54\text{dB}$$

$$P_o(\text{dB}) = 75,5\text{ dBm} = 15,5\text{dBk} = 35\text{KW}$$

Apabila dilakukan perhitungan dengan menggunakan grafik rumus propagasi gelombang pada "free space" dengan variable-variable yang dipegang tetap yaitu sebagai berikut :

- 1) Jarak pemancar dengan penerima = 20km
- 2) Antara pemancar dan penerima tidak ada halangan/*obstacle*
- 3) ketinggian antenna pemancar = 150meter, dan ketinggian antenna penerima = 10meter
- 4) P_{fs} = *Field strength* untuk VHF = 75dBuV/m = -32dBm/Z=50 Ohm
- 5) P_{fs} = *Field strength* untuk UHF = 80dBuV/m = -27dBm/Z=50 Ohm
- 6) G_{ant} = *gain* antenna = 10 dB
- 7) P_o = *Power output* pemancar

Dengan data sebagaimana tersebut diatas dan dengan menggunakan standard CCIR, besarnya

daya pancar dapat dihitung sebagai berikut :

1. Perhitungan Daya Pancar Pemancar VHF
 Dengan menggunakan grafik pada gambar 1 dan tabel-4, dapat dijelaskan bahwa dengan 1 kW atau 0dBk ERP pada jarak 20 km dengan ketinggian antenna pemancar 150 meter dapat diperoleh kuat medan sinyal sebesar 63 dB μ V/m. Dengan demikian dapat dinyatakan bahwa untuk mendapatkan kuat medan sebesar 75 dB μ V/m pada jarak 20 km diperlukan ERP sebesar 12 dBk dan dengan menggunakan antenna pemancar dengan *gain* 10 dB, *power output* pemancar VHF yang diperlukan sebesar 2 dBk atau 1,58 kW
2. Perhitungan Daya Pancar Pemancar UHF
 Dengan menggunakan grafik pada gambar 2 dan tabel-4, dapat dijelaskan bahwa dengan 1 kW atau 0 dBk ERP pada jarak 20 km dengan ketinggian antenna pemancar 150 meter dapat diperoleh kuat medan sinyal sebesar 61dB μ V/m. Dengan demikian dapat dinyatakan bahwa untuk mendapatkan kuat medan sebesar 19 dBk, dan dengan menggunakan antenna pemancar dengan *gain* 10dB, *power output* pemancar UHF yang diperlukan adalah sebesar 9dBk atau 8 kW . Dari uraian tersebut diatas dapat disampaikan bahwa untuk mendapatkan kualitas penerimaan gambar dan suara yang baik pada jarak yang sama diperlukan daya pancar yang lebih tinggi apabila menggunakan pemancar UHF dibandingkan apabila menggunakan pemancar VHF.

2.4.6. Biaya Investasi

Penggunaan pemancar UHF untuk menjangkau daerah sasaran yang sama jauhnya, diperlukan biaya investasi yang jauh lebih besar daripada menggunakan pemancar VHF. Hal ini sangat wajar karena untuk menjangkau sasaran

tertentu pemancar UHF memerlukan daya yang 3 sampai dengan 5 kali lebih besar daripada daya pemancar VHF.

2.4.7 Kualitas

Kualitas hasil pancaran dari pemancar VHF dibandingkan dengan kualitas hasil pancaran dari pemancar UHF adalah sama asalkan keduanya memenuhi persyaratan dan spesifikasi yang telah ditentukan. Perbedaan yang mungkin terjadi hanya dapat diketahui dengan menggunakan alat ukur.

3. Prosedur Pengukuran dan Alat Ukur serta Komponen Yang Diperlukan

3.1 Prosedur Pengukuran[3]

- o Sistem ukur dan metode pengukuran harus mengacu pada rekomendasi salah satu badan internasional untuk pengukuran kuat medan televisi
- o Selama Pengukuran tinggi antena yang disyaratkan adalah 10 meter
- o Sistem pengukuran harus mempunyai kemampuan untuk menentukan arah "*line of sight*" ke pemancar TV yang akan diukur, sehingga terhindar dari pengukuran *multipath*.
- o Penggunaan GPS yang digabungkan dengan sistem komputer sangat diharapkan
- o Parameter ukur minimal adalah *Field Strength* untuk sinyal *visual* dan untuk *aural*. Sebelum melakukan pengukuran harus dilakukan kalibrasi terhadap alat ukur.
- o Sistem pengukuran yang digunakan harus mampu mengambil *sample* gambar dari stasiun TV yang diukur pada posisi, arah dan jarak tertentu.
- o Meskipun pengukuran diarahkan ke pemancar TV yang akan diukur, sistem harus mampu mengukur kuat medan dan *sample* gambar dari seluruh stasiun TV lain.

- o Waktu pengukuran dibedakan dalam dua kategori:

- siang : 09.00 16.00

- Malam: 16.00 24.00

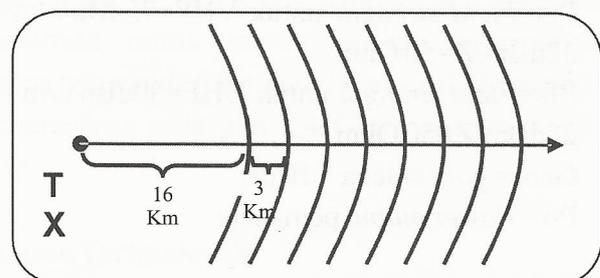
- o Dalam pengukuran posisi, waktu dan parameter lain harus dalam kategori yang sama.

3.2. Komponen dan Alat Ukur yang diperlukan[3]

- o GPS unit yang memenuhi standar perencanaan sistem radio
- o *Field Strength Meter* dengan ketelitian 1 dB
- o Kabel yang sesuai impedansinya
- o *Broadband* antena yang mampu bekerja *linear* pada *band IV* dan *V*
- o *Telescopic Mast* atau *Movable Tripod* minimum 10 meter
- o Komputer yang dilengkapi dengan *TV capture set*
- o *Software Image Processing* untuk evaluasi gambar
- o Mobil Van
- o Beberapa *Software* aplikasi
- o *Toolset* dan peralatan lainnya

3.3. Ilustrasi Pengukuran Kuat Medan

- o Tersedianya peta topographi sesuai dengan daerah yang akan diukur
- o Buat lingkaran (*radial*) pada peta topographi sebanyak 8 atau *radial* dari titik pemancar (TX)



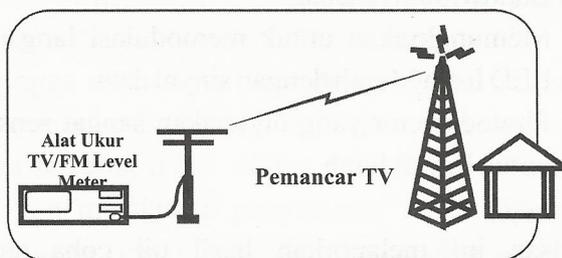
Gambar 6: Peta topographi

- o Selanjutnya pada peta beri tanda untuk jarak 16 km dari pemancar, lakukan pengukuran kuat medan dan berturut-turut setiap 3 km

Cara melakukan pengukuran :

- o Kalibrasi peralatan ukur (GPS, Fields Strength Meter dan peralatan lainnya)
- o Arahkan antena untuk sinyal yang akan diukur ke arah pemancar sampai optimum dengan arah polarisasinya
- o Catat keadaan disekeliling lokasi yaitu gedung, pohon, bukit, cuaca, ketinggian, waktu bias dibantu dengan menggunakan GPS.
- o Bergerak < 30 m dari titik pengukuran, kemudian lakukan pengukuran catat hasil pengukuran berturut-turut.

Catatan : Untuk setiap arah pengukuran sediakan *path profile* dengan perhitungan 4/3 kelengkungan bumi.



Gambar 7: Ilustrasi Pengukuran

4. Kesimpulan dan Saran

- o Pada pemanfaatannya sistem pengukuran *mobile* ini bisa juga dimanfaatkan untuk mengukur kuat medan sinyal radio lainnya, seperti : *Wireless communication* /HP, Pancaran sinyal dari *Base Terminal Station* (BTS) , g a n g g u a n e f e k m e d a n R F (EMI/*Electromagnetic Interference*) dan kuat medan sinyal radio lainnya.
- o Pengembangan selanjutnya bisa digunakan

untuk menentukan *rating* siaran suatu acara yang paling banyak digemari para pemirsa dari suatu stasiun TV yang nantinya berkaitan dengan aspek nilai ekonomis bisnis dunia *broadcast*

- o Untuk pengembangan lebih lanjut hasil pengukuran dapat dipergunakan untuk mengetahui parameter gelombang lainnya seperti penempatan posisi antena, polarisasi antena, interferensi gelombang, pola radiasi dan lain sebagainya, sehingga pada akhirnya dapat digunakan untuk menghitung propagasi atau perambatan gelombang radio dan perencanaan jaringan radio.

Ucapan Terimakasih

Penelitian ini dibiayai dari DIPA-PPET tahun anggaran 2006. Penulis mengucapkan terimakasih kepada PPET-LIPI yang telah memberi kesempatan untuk mempublikasikan tulisan ini.

5. Daftar Pustaka

1. Schwartz Mischa, "Information Transmission, Modulation and Noise", *Mc Graw Hill Book, International Editions. 1990*
2. POPtronix, "TV Transmitter", 1997
3. PT.Surya Citra Televisi, "Term of Reference Pengukuran Field Strength dan Kualitas Video/Audio Pemancar SCTV, Sept. 2002.
4. Harian KOMPAS *KCM*, " Solusi Atasi Gangguan Siaran Radio dan TV", Jum'at 10 September 2004
5. *CCIR Documents* [1970-74]: a. CMTT/207 (Italy); b. CMTT/210 (Italy); [1970-74]: a. CMTT/207 (Italy); b. CMTT/210 (Italy); c. CMTT/188 (Germany (Federal Republic of)); d. CMTT/189 (Germany (Federal Republic of)).

Studi Awal Jaringan Sistem Komunikasi Cahaya Nirkabel Dengan Menggunakan Sinar Infra Merah

Yudi Yuliyus Maulana^{*)}, Iip Syarif Hidayat^{*)}

^{*)} Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi

Jl. Sangkuriang (Komplek LIPI Gd 20) Bandung 40135

Phone : 022-2504660 Fax : 022-2504659 Email : yudi@ppet.lipi.go.id

Abstract

This paper reports preliminary study of wireless light communication using IR-LED as transmitter. A simple interface circuit for data communication network between printer and multiple measurement equipments has been made.

Key words: nirkabel, transmitter, infra red

Abstrak

Tulisan ini melaporkan hasil studi awal dari sistem komunikasi cahaya nirkabel dengan menggunakan IR-LED sebagai transmitter. Telah dibuat prototype rangkaian antar muka sederhana untuk digunakan pada jaringan komunikasi data antara printer dan beberapa alat ukur

Kata kunci : nirkabel, transmitter, infra merah

1. Pendahuluan

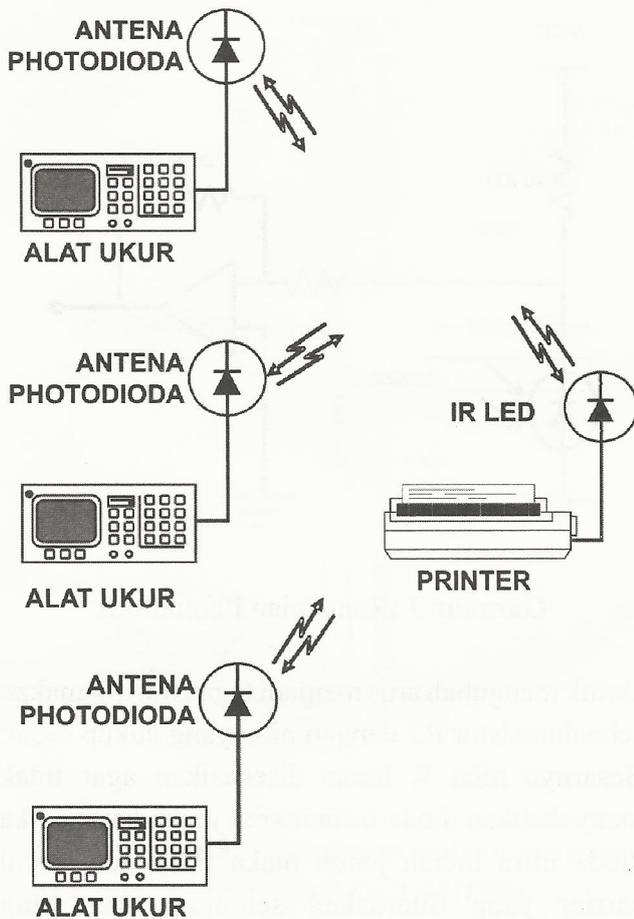
Pada saat ini penggunaan sistem komunikasi data tanpa kabel telah banyak dipakai dalam berbagai bidang komunikasi seperti mobile phone, wireless LAN, remote sensing, telemetri dan sebagainya. Ada dua sinyal yang biasa dipakai untuk sistem komunikasi tanpa kabel, yaitu sinyal radio (gelombang mikro) dan sinyal optik pada panjang gelombang infra merah ($800 \text{ nm} \leq \lambda \leq 1200 \text{ nm}$)^[5]. Dengan teknologi komponen yang mendukung, sinyal radio saat ini lebih banyak digunakan untuk kebutuhan-kebutuhan komunikasi yang lebih kompleks, sementara penggunaan sinyal infra merah masih terbatas pada sistem komunikasi sederhana (seperti remote kontrol TV) dan untuk komunikasi point-to-point, dari segi teknis sinyal infra merah mempunyai keistimewaan, diantaranya adalah :

- ◆ Rangkaian lebih sederhana.
- ◆ Bebas interferensi gelombang elektromagnetik.

- ◆ Mudah dalam mengoperasikannya.
- ◆ Respon time yang cepat.
- ◆ Bandwidthnya lebar.
- ◆ Memungkinkan untuk memodulasi langsung LED Infra Merah dengan sinyal data.
- ◆ Photodetector yang digunakan sangat sensitif untuk Infra Merah.

Tulisan ini melaporkan hasil uji coba suatu transceiver infra merah yang nantinya akan dikembangkan untuk pengiriman data dari multiple alat ukur ke center-printer. Sistem ini dapat dilihat pada gambar 1.

Pada sistem yang kami rancang, multiple access dirancang secara manual yakni dengan menggunakan BUSY INDICATOR LED pada sisi printer ketika Printer sedang memroses data dari suatu alat ukur, sehingga alat ukur yang lain harus menunggu IDLE INDICATOR nyala untuk mengirimkan datanya ke alat ukur.



Gambar 1: Sistem Komunikasi Infra Merah

2. Teori

2.1. Infra Merah

Infra merah merupakan gelombang elektromagnetik yang merupakan cahaya tidak tampak. Jika dilihat dengan spektrum cahaya maka radiasi cahaya infra merah akan nampak pada spektrum elektromagnet dengan panjang gelombang di atas panjang gelombang cahaya merah. Dengan panjang gelombang ini maka cahaya infra merah tidak tampak oleh mata namun radiasi panas yang ditimbulkannya masih terasa atau terdeteksi. Pada dasarnya komponen yang menghasilkan panas juga menghasilkan radiasi infra merah termasuk tubuh manusia maupun tubuh binatang. Cahaya infra merah, walaupun mempunyai panjang gelombang yang sangat

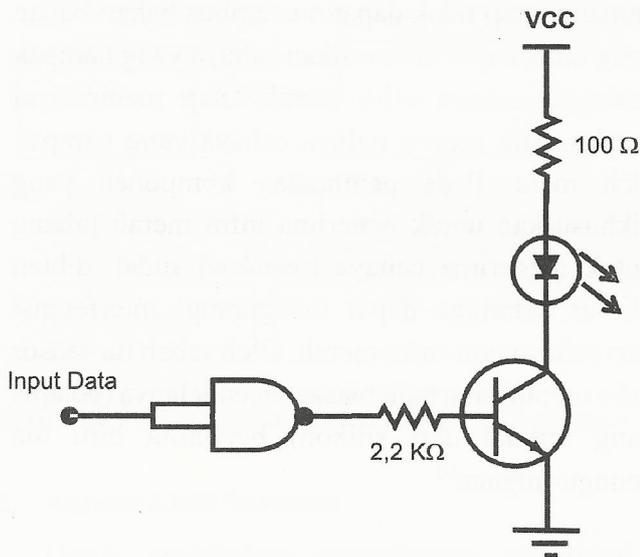
panjang tetap tidak dapat menembus bahan-bahan yang tidak dapat melewatkan cahaya yang nampak sehingga cahaya infra merah tetap mempunyai karakteristik seperti halnya cahaya yang nampak oleh mata. Pada pembuatan komponen yang dikhususkan untuk penerima infra merah lubang untuk menerima cahaya (*window*) sudah dibuat khusus sehingga dapat mengurangi interferensi dari cahaya non-infra merah. Oleh sebab itu sensor infra merah yang baik biasanya jendelanya (pelapis yang terbuat dari silikon) berwarna biru tua keungu-unguan^[2]

2.2 Light Emitting Diode (LED)

LED merupakan salah satu komponen optoelektronik sederhana yang mempunyai aplikasi penting sebagai pembangkit sinyal optik untuk teknologi komunikasi optik. Dalam teknologi komunikasi, LED dapat beroperasi pada frekuensi 1 GHz dan lebar spektra optik adalah 200 A° s.d 300 A° pada suhu kamar^[4].

IRLED berfungsi merubah data serial berbentuk pulsa ke bentuk gelombang cahaya dan memancarkan cahaya infra merah yang mempunyai panjang gelombang tertentu ke photodetektor, pada saat dipancarkan panjang gelombang dari LED harus sama dengan panjang gelombang detektornya.

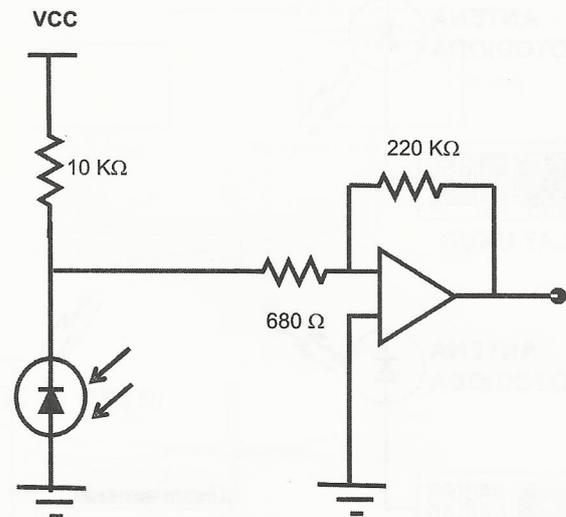
Pulsa-pulsa yang keluar dari IC dikuatkan oleh transistor agar pulsa-pulsa tersebut mencapai level yang dapat mengaktifkan LED. Rangkaian penguat ini menggunakan sebuah gerbang NAND karena mempunyai Schmitt trigger pada tiap inputnya sehingga dapat mengurangi noise yang ditimbulkan, output dari NAND masuk ke transistor switching untuk memperkuat arus yang lewat ke IR-LED agar daya pancar lebih jauh. Gambar rangkaian driver IR-LED dapat dilihat pada gambar 2.



Gambar 2 : Rangkaian Penguat dan IR LED

2.3 Photodioda

Photodioda merupakan komponen yang dapat merubah energi cahaya infra merah, menjadi pulsa-pulsa sinyal listrik. photodioda mampu mengumpulkan sinyal infra merah sebanyak mungkin sehingga pulsa-pulsa sinyal listrik yang dihasilkan kualitasnya cukup baik. Semakin besar intensitas infra merah yang diterima maka sinyal pulsa listrik yang dihasilkan akan semakin baik. Pada prakteknya sinyal infra merah yang diterima intensitasnya sangat kecil sehingga diperlukan sebuah penguat. Ketika photodioda ini mendapat cahaya infra merah maka terdapat arus bocor yang relatif kecil. Besar-kecilnya arus bocor ini bergantung kepada intensitas cahaya infra merah yang mengenai photodioda tersebut. Arus bocor yang dihasilkan oleh photodioda besarnya linier terhadap intensitas cahaya infra merah yang dimasuk ke dalam area penerimaan. Oleh sebab itu arus ini harus dirubah ke tegangan agar dapat didapatkan sinyalnya kembali. Untuk teknik pengubahan arus ke tegangan dapat dilihat pada gambar 3.



Gambar 3 : Rangkaian Photodioda

Untuk mengubah arus menjadi tegangan digunakan sebuah resistor R1 dengan nilai yang cukup besar. Besarnya nilai R harus disesuaikan agar tidak menyebabkan dioda infra merah jenuh karena jika dioda infra merah jenuh maka tidak ada sinyal carrier yang diteruskan sehingga data yang ditransmisikan tidak dapat diterima lagi. Untuk mencegah agar tidak jenuh maka tegangan bias tidak boleh terlalu tinggi dan nilai R yang digunakan juga tidak boleh terlalu besar. Pada suatu kondisi tertentu jika cahaya selain cahaya infra merah terlalu terang maka arus bocor dapat mencapai beberapa miliamper dan resistansinya turun menjadi 10k saja sehingga untuk mencegah saturasi maka nilai R harus kurang dari 10k juga. Dengan nilai R 10k ini akan dapat merubah tiap 1uA menjadi 10mV. Kondisi ini merupakan kondisi ideal yang jauh berbeda dengan keadaan sebenarnya dimana sinyal yang diterima sangat lemah sehingga hanya menghasilkan arus bocor yang sangat kecil sehingga nilai R yang digunakan juga harus diganti dengan nilai yang lebih besar untuk dapat mengkonversi arus menjadi tegangan yang tepat.

2.4 Print Port (DB 25)

Printer port alat ukur menggunakan DB-25 (25 pin) yang terbagi menjadi bagian keluaran dan masukan, bagian keluaran terdiri dari 12 pin yaitu pin 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 14, 16 dan 17 sedangkan bagian masukan terdiri 5 pin yaitu pin 10, 11, 12, 13, dan 15.

3. Penjelasan Sistem

Sistem komunikasi data serial antara alat ukur dan printer secara blok diagram pada gambar 4 adalah transceiver pada sisi alat ukur. Format data yang kami konversikan adalah menggunakan interface centronic yang biasa digunakan untuk paralel port (printer port). Outcoming data dari paralel port alat ukur adalah : STROBE, DATA, SELECT, AUTOFEED, INITIALIZE. Adapun incoming data adalah : ACKNOWLEDGE, BUSY, PAPER EMPTY, INPUT SELECT, ERROR. Pada tulisan ini, kami masih mensimulasikan paralel port alat ukur dengan suatu bit selector.

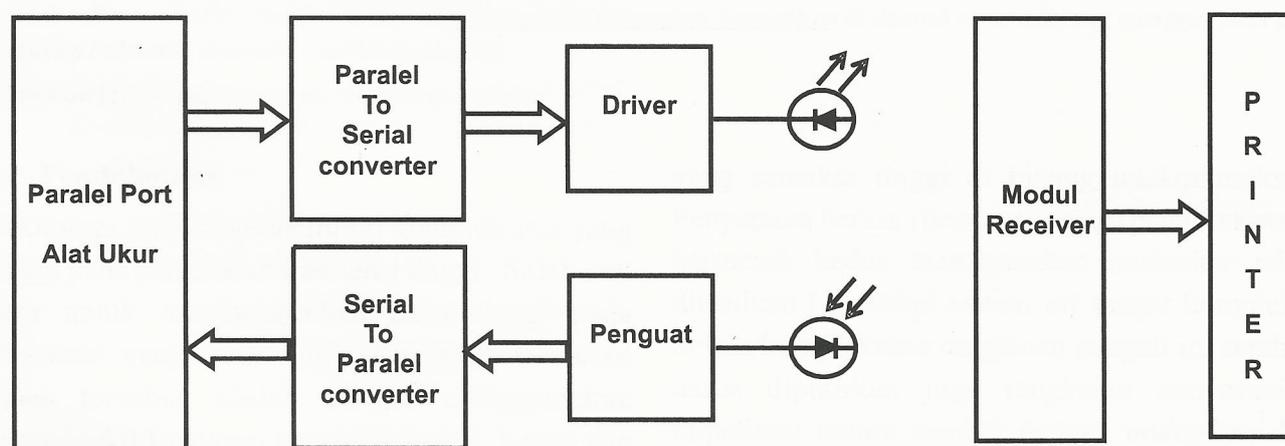
Adapun model paralel to serial converter dan serial to paralel converter yang digunakan dalam sistem ini susunan-susunan rangkaian IC Shift

Register yang banyak dijumpai di pasaran yaitu 74LS165 dan 74LS595. Serial data yang keluar dari Paralel To Serial Converter selanjutnya akan mendrive rangkaian driver. Pulsa-pulsa data ini memodulasi langsung IR-LED. Dengan High-Level pada posisi ~4 Volt dan Low-level pada posisi 0 Volt, arus rata-rata yang dapat dialirkan ke IR-LED adalah ~70 mA.

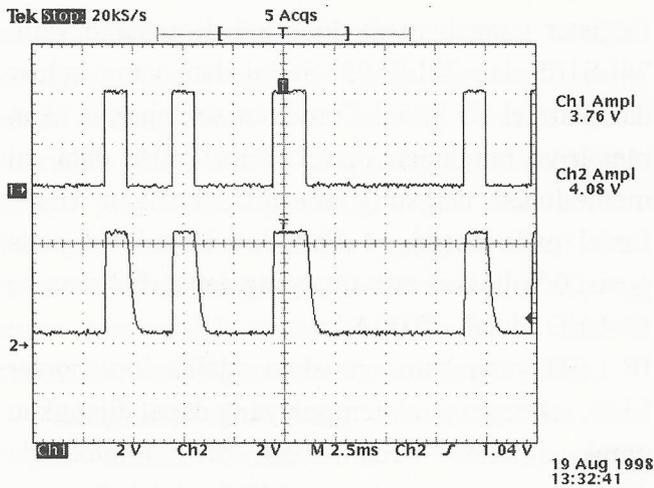
IR-LED yang kami gunakan adalah low power LED, sehingga jarak tempuh yang dapat dijangkau untuk dideteksi secara baik oleh Photodiode dengan penguatan sekitar 50 Kali adalah 3 meter. Transceiver ini sangat bermanfaat untuk penerimaan data dari alat ukur ke printer, dimana satu printer dapat menerima data dari beberapa alat ukur tanpa perlu memakai splitter dan kabel.

4. Hasil Pengukuran.

Untuk menguji unjuk kerja transceiver ini, kami telah menguji dengan mengirimkan bit pattern dari bit selector. Pada gambar 5 hasil pengukuran menggunakan oscilloscope diperlihatkan demonstrasi pengiriman data 100100000001 dengan frekuensi 10 KHz dan berhasil diterima dengan baik oleh penerima.



Gambar 4 : Blok diagram sistem transceiver



Gambar 5 : Hasil Pengiriman data

Ch1 : keluaran dari IR-LED

Ch2 : Hasil Pengukuran di Photpdioda

5. Kesimpulan

Dari hasil uji coba didapat spesifikasi dengan kecepatan 10 Kbit/det dan jarak 2 meter, seharusnya kecepatan 1Mbit/det dan jarak 4 meter hal ini disebabkan oleh :

- Performasi dari op-amp, dimana semakin tinggi frekuensi kerja maka penguatan tegangan lup terbukanya semakin menurun.

- Respon waktu dari LED dan Photodioda yang tidak dapat mencapai frekuensi kerja sebesar 1 MHz
- Daya LED yang rendah

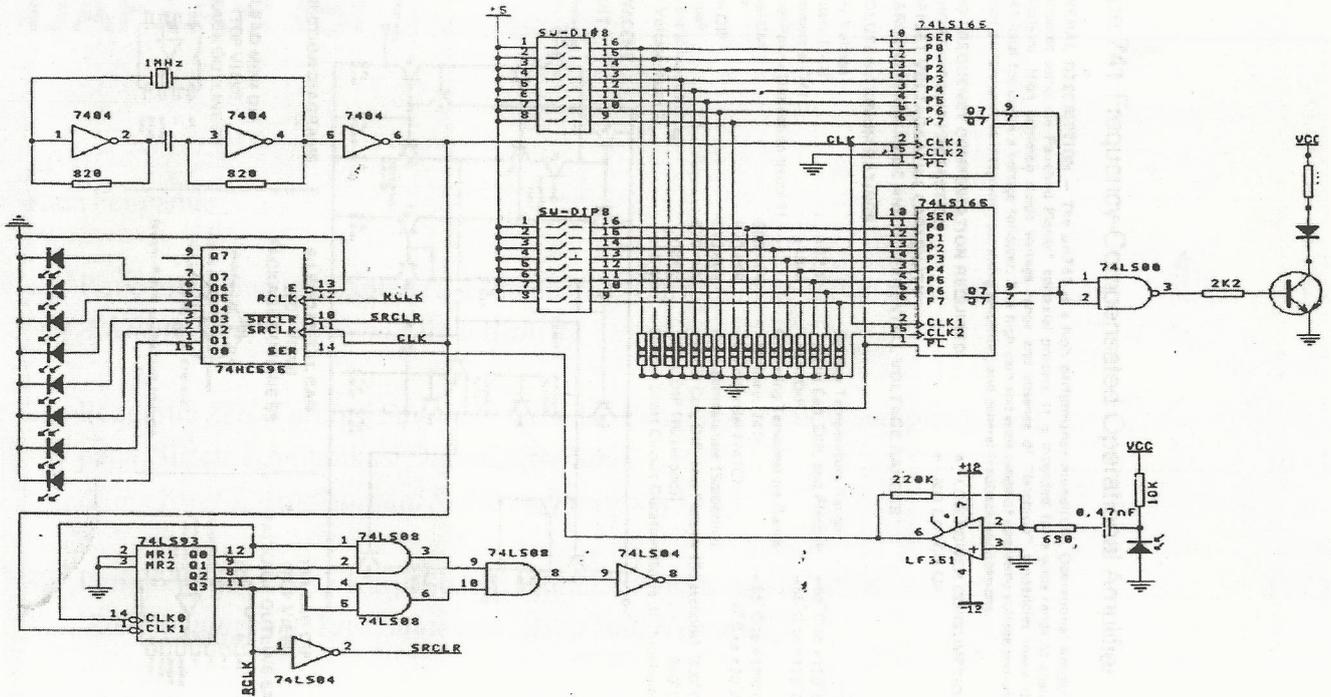
Ucapan Terima Kasih

Kami mengucapkan terimakasih kepada Puslit Elektronika dan Telekomunikasi LIPI yang telah memberikan kesempatan mempublikasikan hasil penelitian.

6. Daftar Pustaka

1. Fredrick W. Hughes, "OP-AMP Handbook", *Prentice Hall 1986*
2. Gred Keiser, "Optical Fiber Communications", *2nd Edition, New York, McGraw-Hill Inc., 1991*
3. Introduction to BGC-8088 Microengineer V3.0 User Guide and Experiment. Biau Gao Computer R&D Co., Ltd. *Campbell, Joe. 1988*
4. Jasprit Singh, "Optoelectronics, An Introduction to Material and Devices", *McGraw Hill International Editions, 1996*
5. John M Senior, "Optical Fiber Communications : Principles and practice", *2nd Prentice Hall International Series, 1992.*

LAMPIRAN RANGKAIAN PENGUJI TRANSMITTER DATA SERIAL





Aturan Penulisan Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi PPET LIPI

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



LIPI

JURNAL

ELEKTRONIKA dan TELEKOMUNIKASI

PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI - LIPI

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