



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN *DUAL BAND HIGH POWER AMPLIFIER*
UNTUK *MOBILE WIMAX* DAN *LTE* PADA FREKUENSI 2,3
GHz DAN 2,6 GHz**

SKRIPSI

ERWIN SUGIJONO

0706267660

FAKULTAS TEKNIK

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO

DEPOK

JULI 2011



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN *DUAL BAND HIGH POWER AMPLIFIER*
UNTUK *MOBILE WIMAX* DAN *LTE* PADA FREKUENSI 2,3
GHz DAN 2,6 GHz**

SKRIPSI

Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik

ERWIN SUGIJONO

0706267660

FAKULTAS TEKNIK

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO

DEPOK

JULI 2011

Universitas Indonesia

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

**Skripsi ini adalah hasil karya saya sendiri,
dan semua sumber baik yang dikutip maupun dirujuk
telah saya nyatakan dengan benar.**

Nama : Erwin Sugijono

NPM : 0706267660

Tanda Tangan : 

Tanggal : 11 Juli 2011

HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh :

Nama : Erwin Sugijono

NPM : 0706267660

Program Studi : Teknik Elektro

Judul Skripsi : Rancang Bangun Dual Band High Power Amplifier

Untuk Mobile WiMAX dan LTE Pada Frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz

Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik pada Program Studi Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia.

DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D

(.....)

Penguji : Dr. Fitri Yuli Zulkifli S.T

(.....)

Penguji : Dr. Ir. Arman D. Diponegoro

(.....)

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 11 Juli 2011

LEMBAR PERSETUJUAN

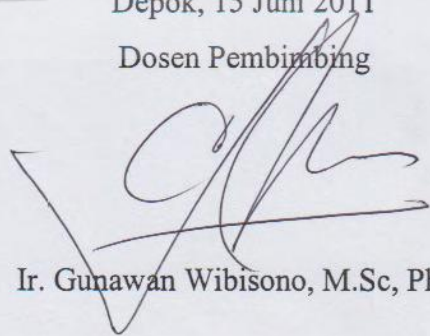
Skripsi dengan judul:

**PERANCANGAN DUAL BAND HIGH POWER AMPLIFIER UNTUK
MOBILE WIMAX DAN LTE PADA FREKUENSI 2,35 GHZ DAN 2,65
GHZ**

Dibuat untuk melengkapi sebagian persyaratan menjadi Sarjana Teknik pada program studi Teknik Elektro, Departemen Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia dan disetujui untuk diajukan dalam sidang ujian skripsi.

Depok, 15 Juni 2011

Dosen Pembimbing



Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D

UCAPAN TERIMA KASIH

Saya mengucapkan syukur kepada Tuhan Yang Maha Esa atas berkat dan penyertaan-Nya, sehingga saya dapat menyelesaikan skripsi ini. Penulisan skripsi ini merupakan salah satu syarat untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik Jurusan Teknik Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa skripsi ini dapat saya selesaikan dengan bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak. Mulai dari masa perkuliahan, pemilihan topik, bimbingan, hingga penyusunan skripsi. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada:

- (1) Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D sebagai pembimbing skripsi yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk memberikan arahan kepada saya sehingga saya dapat menyelesaikan skripsi ini.
- (2) Keluarga saya yang telah memberikan dukungan material, moral, dan doa.
- (3) Teman-teman seperjuangan: Teguh Firmansyah, Pak Fakruroji, dan Pak Dwimuji yang dengan ikhlas telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk bertukar pikiran, mengarahkan, dan mendukung saya dalam menyusun skripsi ini.
- (4) Teman-teman dari Departemen Teknik Elektro sebagai tempat berbagi keceriaan, kebingungan, dan dukungan.
- (5) Seluruh keluarga besar civitas akademik Fakultas Teknik Universitas Indonesia, khususnya karyawan sekretariat Departemen Teknik Elektro, yang telah banyak membantu dalam mengurus administrasi.

Akhir kata, saya berharap Tuhan Yang Maha Esa berkenan membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu. Semoga skripsi ini membawa

HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS

Sebagai Civitas Akademik Universitas Indonesia, saya yang bertanda tangan dibawah ini :

Rancang bangun ..., Erwin Sugijono, FT UI, 2011

Nama : Erwin Sugijono

Sebagai Civitas Akademik Universitas Indonesia, saya yang bertanda tangan dibawah ini :

Nama : Erwin Sugijono

NPM : 0706267660

Program Studi : Teknik Elektro

Departemen : Teknik Elektro

Fakultas : Teknik

Jenis Karya : Skripsi

demikian pengembangan ilmu pengetahuan, menyetujui untuk memberikan kepada Universitas Indonesia **Hak Bebas Royalti Nneksklusif (*Non-exclusive Royalty-Free Right*)** atas karya ilmiah saya yang berjudul:

**RANCANG BANGUN *DUAL BAND HIGH POWER AMPLIFIER* UNTUK
MOBILE WIMAX DAN LTE PADA FREKUENSI 2,3 GHz DAN 2,6 GHz**

beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmediakan/formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan memublikasikan tugas akhir saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok

Pada tanggal : 11 Juli 2011

Yang menyatakan

(Erwin Sugijono)

ABSTRAK

Nama : Erwin Sugijono
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Rancang Bangun Dual Band *High Power Amplifier* Untuk *Mobile WiMAX* dan *LTE* Pada Frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz

Pada skripsi ini dilakukan rancang bangun *high power amplifier* (HPA) yang beroperasi pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz secara bersamaan. Rangkaian *input matching* dan *output matching* dirancang dengan rangkaian *matching* khusus yang beresonansi pada kedua frekuensi. Tujuan dari rancang bangun ini adalah mencapai S_{21} yang lebih besar dari 15 dB dan S_{11} dibawah -15 dB untuk kedua frekuensi. Spesifikasi rancang bangun *dual band* HPA antara lain: daya keluaran 100 mWatt, daya masukan 5 - 20 mWatt, efisiensi 50%, arus drain yang kecil dengan tegangan *supply* 5 Volt, standar kestabilan $K > 1$, dan *return of loss* ($RoL < -15$ dB). Transistor yang digunakan yaitu NE662M04 yang merupakan transistor frekuensi tinggi tipe NPN. Rancangan ini disimulasikan menggunakan program *Advanced Design System* (ADS). Dari hasil simulasi, diperoleh frekuensi tengah HPA pada 2,35 GHz dan 2,65 GHz. Secara berturut-turut, diperoleh $S_{11} = -31,732$ dB dan $-30,238$ dB, $VSWR = 1,053$ dan $1,063$, dan $S_{21} = 19,341$ dB dan $16,783$ dB. Hasil fabrikasi HPA mengalami pergeseran frekuensi ke frekuensi 2,108 GHz dan 2,484 GHz. Secara berturut-turut, diperoleh $S_{11} = -14,807$ dB dan -14 dB, $VSWR = 1,232$ dan $1,4$, dan $S_{21} = -9$ dB dan $-3,9$ dB (*dual stage*); untuk S_{21} rangkaian *single stage* adalah sebesar 6,823 dB pada frekuensi 2,093 GHz.; dan untuk S_{21} rangkaian *dual stage* dengan *coupling* kapasitor 22 pF adalah sebesar 1,64 dB pada frekuensi 2,481 GHz.

Kata kunci :

WiMAX, LTE, *dual band high power amplifier*, NE662M04, ADS

ABSTRACT

Name : Erwin Sugijono
Field of Study : Electrical Engineering
Title : Design of Dual Band High Power Amplifier for *Mobile* WiMAX and LTE at 2.3 GHz and 2.6 GHz

In this project, a dual band power amplifier which operates at two specific frequencies of 2.3 GHz and 2.6 GHz simultaneously is designed. The input matching and output matching circuit is designed with a special matching network which resonates at two frequencies. The objective of this design is to achieve S_{21} at a point higher than 15 dB and S_{11} below -15 dB for both frequencies. The other important specification for this dual band high power amplifier is: 100 mWatt output power, 5 - 20 mWatt input power, 50% efficiency, low drain flow with 5 Volt supply voltage, fulfill the stability standard $K > 1$, and return of loss (RoL < -15 dB). The transistor used is NE662M04, a NPN silicon high frequency transistor. The design is simulated with Advanced Design System (ADS) software. From the simulation, the center frequency of HPA is at 2.35 GHz and 2.65 GHz. Respectively, $S_{11} = -31,732$ dB and $-30,238$ dB, VSWR = 1,053 and 1,063, and $S_{21} = 19,341$ dB and 16,783 dB. After fabrication, there is a frequency shift to 2,108 GHz and 2,484 GHz. Respectively, $S_{11} = -14,807$ dB and -14 dB, VSWR = 1,232 and 1,4, and $S_{21} = -9$ dB and -3,9 dB (dual stage); for single stage circuit, $S_{21} = 6,823$ dB at 2,093 GHz.; and for dual stage circuit with 22 pF capacitor coupling, $S_{21} = 1,64$ dB at 2,481 GHz.

Key words:

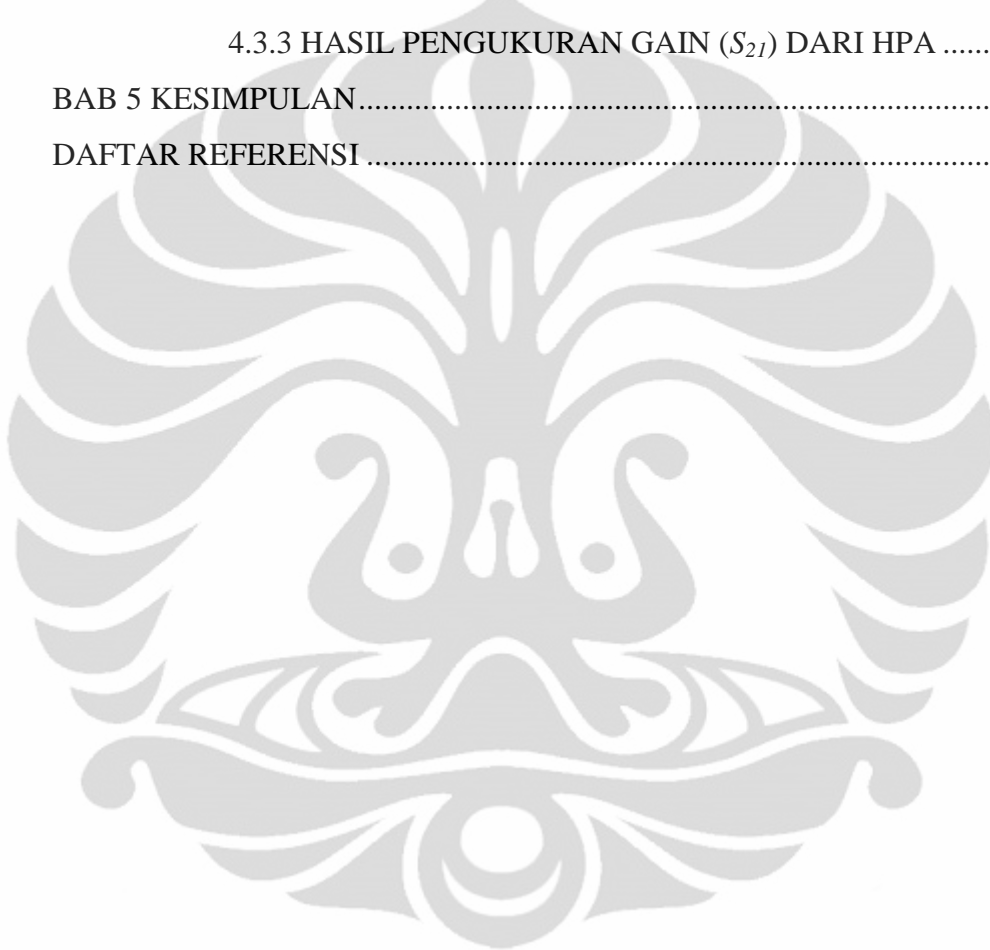
WiMAX, LTE, dual band high power amplifier, NE662M04, ADS

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL.....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS.....	ii
LEMBAR PERSETUJUAN.....	iii
LEMBAR PERSETUJUAN.....	iv
UCAPAN TERIMA KASIH.....	v
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI.....	vi
ABSTRAK.....	vii
ABSTRACT.....	viii
DAFTAR ISI.....	ix
DAFTAR GAMBAR.....	xii
DAFTAR TABEL.....	xiv
BAB 1 PENDAHULUAN.....	1
1.1 LATAR BELAKANG.....	1
1.2 TUJUAN.....	3
1.3 BATASAN MASALAH.....	3
1.4 SISTEMATIKA PENULISAN.....	4
BAB 2 <i>HIGH POWER AMPLIFIER</i>	5
2.1 <i>WORLDWIDE INTEROPERABILITY FOR MICROWAVE</i> (WIMAX).....	5
2.1.1 STANDAR IEEE 802.16 WIMAX.....	5
2.1.2 SPEKTRUM FREKUENSI WIMAX.....	5
2.2 <i>LONG TERM EVOLUTION</i> (LTE).....	6
2.2.1 STANDAR LTE.....	7
2.2.2 SPEKTRUM FREKUENSI LTE.....	7
2.3 <i>AMPLIFIER ELEKTRONIK</i>	8
2.4 <i>KARAKTERISTIK POWER AMPLIFIER</i>	9
2.4.1 DAYA.....	10
2.4.2 EFISIENSI.....	10
2.4.3 PENGUATAN (<i>GAIN</i>).....	11
2.4.4 LINEARITAS.....	12

2.4.5	KESTABILAN.....	12
2.5	KLASIFIKASI <i>AMPLIFIER</i>	14
2.5.1	PENGUAT KELAS A	16
2.5.2	PENGUAT KELAS B	17
2.5.3	PENGUAT KELAS AB.....	18
2.5.4	PENGUAT KELAS C	19
2.6	RANGKAIAN DC BIAS <i>VOLTAGE DIVIDER</i>	19
2.7	<i>RETURN LOSS</i> DAN <i>VSWR</i>	22
2.7.1	MODEL SALURAN TRANSMISI.....	22
2.7.2	<i>RETURN LOSS</i>	24
2.7.3	<i>VOLTAGE STANDING WAVE RATIO (VSWR)</i>	25
2.8	<i>S-PARAMETER</i>	27
BAB 3 RANCANG BANGUN <i>HIGH POWER AMPLIFIER</i> DAN SIMULASI		31
3.1	BAGIAN-BAGIAN <i>HIGH POWER AMPLIFIER</i>	31
3.2	DIAGRAM ALIR RANCANG BANGUN <i>DUAL BAND HIGH POWER AMPLIFIER</i>	32
3.3	SPEKIFIKASI <i>HIGH POWER AMPLIFIER</i>	33
3.4	PEMILIHAN KELAS <i>POWER AMPLIFIER</i>	33
3.5	PEMILIHAN TRANSISTOR	34
3.6	RANGKAIAN DC BIAS	35
3.7	MODIFIKASI RANGKAIAN	38
3.8	RANGKAIAN <i>MATCHING</i>	41
2.8.1	<i>LC</i> YANG DIPASANG SERI	42
2.8.2	<i>LC</i> YANG DIPASANG PARALEL.....	49
2.8.3	RANGKAIAN <i>MATCHING</i> HASIL MODIFIKASI.....	51
BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISIS		54
4.1	SIMULASI <i>LUMPED COMPONENTS HIGH POWER AMPLIFIER</i> DUA TINGKAT.....	54
4.1.1	ANALISIS KESTABILAN	54
4.1.2	ANALISIS <i>S-PARAMETER</i>	55
4.1.3	SIMULASI <i>VSWR</i>	57
4.2	SIMULASI RANGKAIAN MIKROSTRIP <i>HIGH POWER AMPLIFIER</i> DUA TINGKAT	57

4.2.1 SIMULASI S-PARAMETER, VSWR, DAN FAKTOR KESTABILAN K RANGKAIAN MIKROSTRIP.....	60
4.3 HASIL PENGUKURAN KINERJA HPA YANG TELAH DIFABRIKASI.....	61
4.3.1 HASIL PENGUKURAN INPUT RETURN LOSS (S_{11}) DARI HPA	63
4.3.2 HASIL PENGUKURAN VSWR DARI HPA	63
4.3.3 HASIL PENGUKURAN GAIN (S_{21}) DARI HPA	64
BAB 5 KESIMPULAN.....	68
DAFTAR REFERENSI	69



DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Blok diagram <i>transmitter</i>	9
Gambar 2.2 Titik kerja masing-masing kelas <i>amplifier</i>	15
Gambar 2.3 Daerah kerja transistor	15
Gambar 2.4 Gelombang arus <i>collector</i> penguat kelas A	16
Gambar 2.5 Gelombang arus <i>collector</i> penguat kelas B.....	17
Gambar 2.6 Rangkaian <i>push-pull</i>	18
Gambar 2.7 Gelombang arus <i>collector</i> penguat kelas AB.....	19
Gambar 2.8 Gelombang arus <i>collector</i> penguat kelas C.....	19
Gambar 2.9 Rangkaian bias <i>voltage divider</i>	20
Gambar 2.10 Menentukan R_{TH}	20
Gambar 2.11 Menentukan E_{TH}	21
Gambar 2.12 Memasukkan rangkaian ekuivalen Thevenin.....	21
Gambar 2.13 Model saluran transmisi	23
Gambar 2.14 VSWR	26
Gambar 2.15 <i>Black box</i> dengan dua <i>port</i>	27
Gambar 2.16 Gelombang masuk ke <i>black box</i>	28
Gambar 2.17 Gelombang yang dipantulkan dan ditransmisikan	28
Gambar 2.18 S_{11}	28
Gambar 2.19 S_{21}	29
Gambar 2.20 S_{22} dan S_{12}	29
Gambar 2.21 <i>S-parameter</i> dua <i>port</i>	30
Gambar 3.1 Blok diagram <i>high power amplifier</i>	31
Gambar 3.2 Diagram alir rancang bangun <i>high power amplifier</i>	32
Gambar 3.3 Titik Q penguat A, AB dan B.....	34
Gambar 3.4 Arus <i>collector</i> vs tegangan <i>emitter</i>	36
Gambar 3.5 Bias DC transistor NE662M04	38
Gambar 3.6 Rangkaian referensi.....	39
Gambar 3.7 S_{21} dan S_{11} rangkaian referensi	40
Gambar 3.8 Rangkaian <i>LC</i> seri	42
Gambar 3.9 Diagram fasor rangkaian <i>LC</i> seri	43
Gambar 3.10 Impedansi induktor.....	44
Gambar 3.11 Impedansi kapasitor	44
Gambar 3.12 Perpotongan impedansi kapasitor dan induktor	45
Gambar 3.13 Grafik impedansi rangkaian <i>LC</i> seri.....	45
Gambar 3.14 Sudut rangkaian <i>LC</i> seri	46
Gambar 3.15 Grafik impedansi pada rangkaian <i>LC</i> seri	46
Gambar 3.16 Daya rata-rata frekuensi resonansi	47
Gambar 3.17 Grafik perbandingan Q rendah dengan Q tinggi	48
Gambar 3.18 Pengaruh R dan L/C terhadap <i>bandwidth</i>	48

Gambar 3.19 Rangkaian <i>LC</i> paralel	49
Gambar 3.20 Diagram fasor rangkaian <i>LC</i> paralel	50
Gambar 3.21 Pengaruh <i>R</i> dan <i>L/C</i> terhadap impedansi pada rangkaian <i>LC</i> paralel	50
Gambar 3.22 Sudut pada rangkaian <i>LC</i> paralel	51
Gambar 3.23 <i>Input matching</i> rancangan	52
Gambar 3.24 <i>Output matching</i> rancangan	52
Gambar 3.25 Rancangan rangkaian <i>dual band high power amplifier</i>	53
Gambar 4.1 Simulator yang digunakan.....	54
Gambar 4.2 Parameter kestabilan <i>K</i>	55
Gambar 4.3 Hasil simulasi S-Parameter	56
Gambar 4.4 Hasil simulasi VSWR	57
Gambar 4.5 Rangkaian mikrostrip HPA dua tingkat	58
Gambar 4.6 Rangkaian mikrostrip <i>input matching</i>	58
Gambar 4.7 Rangkaian mikrostrip <i>output matching</i>	59
Gambar 4.8 Rangkaian mikrostrip bias DC	59
Gambar 4.9 Hasil simulasi S-Parameter rangkaian mikrostrip.....	60
Gambar 4.10 Hasil simulasi VSWR rangkaian mikrostrip	60
Gambar 4.11 Hasil simulasi faktor kestabilan rangkaian mikrostrip	61
Gambar 4.12 Pengukuran kinerja HPA yang telah difabrikasi	61
Gambar 4.13 Garis-garis pada PCB	62
Gambar 4.14 Pengukuran <i>Input Return Loss</i> (S_{11}) HPA	63
Gambar 4.15 Pengukuran VSWR HPA	64
Gambar 4.16 Pengukuran <i>gain</i> (S_{21}) HPA	65
Gambar 4.17 Rangkaian mikrostrip <i>single stage</i>	65
Gambar 4.18 Pengukuran <i>gain</i> (S_{21}) HPA rangkaian mikrostrip <i>single stage</i>	66
Gambar 4.19 Rangkaian mikrostrip dual stage dengan coupling kapasitor 22 pF	66
Gambar 4.20 Pengukuran <i>gain</i> (S_{21}) HPA rangkaian mikrostrip <i>dual stage, coupling</i> kapasitor 22 pF	67

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1 Spesifikasi <i>dual band high power amplifier</i>	33
Tabel 3.2 <i>S-parameter</i> terukur	35
Tabel 3.3 Karakteristik kapasitor dan induktor	41
Tabel 4.1 Hasil simulasi S-Parameter	56



BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 LATAR BELAKANG

Saat ini, teknologi pita lebar atau *broadband* bukanlah suatu hal yang asing. Karena kecepatan yang ditawarkan sangat tinggi, maka layanan *broadband* mampu menghadirkan aplikasi multimedia seperti aplikasi video, *music-on-demand*, *multi-player online games*, dan komunikasi suara serta video dengan nyaman. Teknologi *broadband* yang sedang berkembang adalah teknologi 4G yang meliputi WiMAX dan LTE.

Kecepatan yang tinggi pada 4G memungkinkan suara, video, dan data dapat diakses dalam satu perangkat yang praktis. Di masa mendatang, *user* dijanjikan akan dapat melakukan download dan upload *high definition video*, layanan data berkapasitas besar, dan *Value Added Service (VAS)* seperti *interactive gaming*, mengakses e-mail dengan *attachment* besar, ataupun bergabung dalam *video conference*.

Teknologi *mobile* WiMAX dan LTE memerlukan *high power amplifier* (HPA) sebagai penguat sinyal yang dipancarkan antena *transmitter* BTS/CPE. HPA adalah alat untuk meningkatkan level sinyal, atau dengan kata lain alat untuk memperbesar amplitudo dari sinyal masukan. Pada skripsi ini akan diusulkan *dual band* HPA yang dirancang untuk BTS *mobile* WiMAX dan LTE; bekerja pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz.

Seiring dengan perkembangan teknologi komunikasi tanpa kabel, penelitian pada terminal yang dapat beroperasi pada lebih dari satu protokol komunikasi tampak semakin menarik. Untuk mewujudkan terminal yang *multi-band*, kunci dari permasalahannya adalah *power amplifier* yang terletak pada bagian ujung sistem mampu beroperasi pada banyak frekuensi. Ada dua metode untuk menyelesaikan masalah ini. Metode pertama bergantung pada *wide-band power amplifier*, tetapi ini akan turut memperkuat sinyal-sinyal pengganggu pada frekuensi-frekuensi lainnya, membuat linearitas dari *amplifier* memburuk. Cara

lainnya adalah menggunakan modul *amplifier* yang terdiri dari banyak *power amplifier* yang dipasang paralel, dimana tiap-tiap *amplifier* hanya mampu bekerja pada satu frekuensi. Tetapi hal ini akan meningkatkan daya disipasi, luas cip, dan biaya dari modul itu sendiri.

Pada penelitian ini, digunakan referensi berupa publikasi ilmiah dari IEEE tahun 2009 yang berjudul “*A Novel Dual-band Power Amplifier for Wireless Communication*” [10]. Pada publikasi tersebut [10], digunakan *input matching* berupa rangkaian resonansi LC paralel yang digabung dengan rangkaian resonansi LC seri. *Output matching* berupa dua buah rangkaian matching tipe L. Dari hasil simulasi rangkaian tersebut, didapatkan hasil S_{21} yang sangat baik (berkisar antara 12 dB hingga 14 dB). Tetapi, S_{11} yang diperoleh kurang baik (dengan acuan S_{11} dibawah -15 dB). *Bandwidth* yang terjangkau juga sangat kecil.

Pada skripsi ini, akan dirancang rangkaian *dual-band* HPA. Modifikasi yang dilakukan pada rancang bangun ini adalah mengganti transistor SiGe HBT dari NEC menjadi NE662M04, menambahkan komponen pada rangkaian *output matching* (menggunakan dua buah rangkaian resonansi), mengubah susunan rangkaian *input matching* (menggunakan satu buah rangkaian resonansi tipe T), merubah nilai-nilai komponen pada rangkaian *input matching* dan *output matching*, dan menyusun seri dua buah transistor (*dual stage*). Sama dengan rangkaian pada jurnal referensi, rangkaian yang dirancang menggunakan *feedback* berupa induktor. Bias DC bekerja pada kelas A dengan spesifikasi: $V_{CC} = 5$ V dan $I_C = 20$ mA. Ukuran yang ingin dicapai adalah S_{21} lebih besar dari 15 dB, S_{11} dibawah -15 dB, dan *bandwidth* sebesar 100 MHz.. Rancangan ini disimulasikan dengan *software* ADS. Lebih jauh lagi, juga dilakukan fabrikasi rangkaian skematik ini dengan terlebih dahulu mengubahnya kedalam bentuk mikrostrip.

1.2 TUJUAN

Tujuan dari skripsi ini adalah rancang bangun *dual band* HPA pada *transmitter* BTS *mobile* WiMAX dan LTE (bekerja di pita frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz). Rancang bangun dilakukan dengan menggunakan *software* ADS 2009.

1.3 BATASAN MASALAH

Masalah dibatasi pada pembahasan rancang bangun rangkaian mikrostrip HPA untuk *transmitter* pada *BTS mobile* WiMAX dan LTE, dengan spesifikasi: frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz, *dual stage* (menggunakan dua buah transistor), *gain* > 15 dB, efisiensi 50%, tegangan *supply* 5 volt, arus I_C 10 - 20 mA, memenuhi standar kestabilan ($K > 1$), dan *return loss* < -15 dB.



1.4 SISTEMATIKA PENULISAN

BAB 1 PENDAHULUAN

Membahas mengenai latar belakang, tujuan dan batasan masalah, serta bagian dari sistematika penulisan.

BAB 2 *HIGH POWER AMPLIFIER*

Membahas teori mengenai WiMAX dan LTE, blok diagram *high power amplifier*, parameter-parameter *high power amplifier*, kelas-kelas *amplifier*, bias DC rangkaian *voltage divider*, *return loss* & VSWR, dan *s-parameter*.

BAB 3 RANCANG BANGUN *HIGH POWER AMPLIFIER* DAN SIMULASI

Menjelaskan tahap-tahap yang dilakukan dalam rancang bangun *high power amplifier*, dan mensimulasikan rancangan dengan *software ADS 2009*.

BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

Melakukan pengukuran dan menganalisis kinerja *dual-band HPA* yang telah disimulasikan.

BAB 5 KESIMPULAN

Menjelaskan poin-poin penting dari rancang bangun yang telah dibuat.

BAB 2

HIGH POWER AMPLIFIER

2.1 *Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX)*

WiMAX merupakan suatu teknologi akses nirkabel pita lebar yang dibangun berdasarkan standar *Institute of Electrical and Electronics Engineering* (IEEE) 802.16. Teknologi WiMAX mampu mentransfer data dengan kecepatan dan cakupan area yang jauh lebih baik. Saat ini teknologi WiMAX telah dikembangkan lagi menjadi teknologi untuk komunikasi bergerak, yang dinamakan dengan *mobile WiMAX*. Hal ini didorong oleh banyaknya permintaan dari konsumen untuk dapat tetap mengadakan komunikasi di mana saja dan kapan saja.

2.1.1 Standar IEEE 802.16 WiMAX

Berdasarkan standar IEEE 802.16, WiMAX awalnya beroperasi pada frekuensi 10-66 GHz dan *line of sight*. Kemudian teknologi WiMAX ini semakin dikembangkan agar dapat beroperasi pada frekuensi yang lebih rendah. Pengembangan ini akhirnya menuju pada IEEE 802.16a yang disahkan pada bulan Maret 2004, dengan menggunakan frekuensi yang lebih rendah yaitu sebesar 2-11 GHz. Kelebihan dari IEEE 802.16a ini yaitu mudah diatur dan tidak memerlukan *line of sight*.

Standar IEEE 802.16a kemudian direvisi menjadi IEEE 802.16b yang menekankan segala keperluan dan permasalahan dengan *Quality of Service (QoS)*. Kemudian IEEE 802.16c yang menekankan pada *interoperability* dengan protokol-protokol lain. IEEE 802.16e menekankan pada penggunaan secara *Mobile*. IEEE 802.16e mencakup lapisan fisik dan *medium access control* untuk menggabungkan layanan komunikasi *fixed* dan *mobile* dalam satu pita terlisensi. WiMAX dapat mencakup area sekitar 5 km dan kecepatan pengiriman data sebesar 70 Mbps.

2.1.2 Spektrum Frekuensi WiMAX

Secara umum terdapat beberapa alternatif frekuensi untuk teknologi WiMAX sesuai dengan pita frekuensi dunia. Alternatif frekuensi ini ditetapkan sesuai dengan ketentuan spektrum frekuensi IEEE 802.16 WiMAX. IEEE 802.16 WiMAX menetapkan dua pita frekuensi utama pada *certification profile* untuk *fixed* WiMAX yaitu band 3,5 GHz dan 5,8 GHz. Sedangkan pada *mobile* WiMAX ditetapkan empat band frekuensi pada *system profile release-1*, yaitu band 2,3 GHz, 2,5 GHz, 3,3 GHz dan 3,5 GHz.

Berdasarkan ketentuan IEEE 802.16 WiMAX di atas, beberapa negara menggunakan band frekuensi 3,5 GHz sebagai frekuensi mayoritas *fixed* WiMAX. Hal ini berlaku terutama untuk negara-negara di Eropa, Kanada, Timur-Tengah, Australia dan sebagian Asia. Sementara frekuensi yang mayoritas digunakan untuk *mobile* WiMAX adalah 2,5 GHz. Untuk di Indonesia, pemerintah telah menetapkan bahwa frekuensi untuk WiMAX ini adalah 2,3 GHz.

2.2 Long Term Evolution (LTE)

LTE adalah sebuah teknologi layanan yang mempunyai kemampuan tinggi dalam sistem komunikasi bergerak (*mobile*). Merupakan langkah menuju generasi ke-4 (4G) dari teknologi radio yang dirancang untuk meningkatkan kapasitas dan kecepatan jaringan telepon *mobile*.

LTE memberikan tingkat kapasitas downlink sedikitnya 100 Mbps, dan uplink paling sedikit 50 Mbps dan RAN *round-trip* kurang dari 10 ms. LTE mendukung operator *bandwidth*, dari 20 MHz turun menjadi 1,4 MHz dan mendukung *frequency-division duplexing* (FDD) dan *time-division duplexing* (TDD).

Bagian dari standar LTE adalah *system architecture evolution* (SAE), sebuah jaringan berbasis IP yang dirancang untuk menggantikan arsitektur GPRS *Core Network*. SAE juga berperan memastikan dukungan untuk mobilitas antara beberapa non-sistem 3GPP, misalnya GPRS dan WiMAX.

Keuntungan utama dengan LTE adalah *throughput* yang tinggi, *latency* rendah, *plug and play*, FDD dan TDD pada *platform* yang sama, dan arsitektur sederhana yang mengakibatkan biaya operasional yang rendah. LTE akan juga

mendukung sel menara dengan teknologi jaringan yang lebih tua seperti GSM, cdmaOne, W-CDMA (UMTS), dan CDMA2000.

2.2.1 Standar LTE

Adapun standar - standarnya:

- Puncak download angka 326,4 Mbit/s untuk 4x4 antena, dan 172,8 Mbit/s untuk antena 2x2 (menggunakan 20 MHz dari spektrum).
- Puncak upload angka 86,4 Mbit/s untuk setiap 20 MHz dari spektrum menggunakan satu antena.
- Sub-5 ms latency untuk paket IP kecil.
- Meningkatkan fleksibilitas spektrum: mendukung irisan spektrum sekecil 1,5 MHz dan sebesar 20 MHz.
- Pada frekuensi 900 MHz yang akan digunakan di daerah pedesaan, mendukung ukuran sel yang optimal sejauh 5 km; atau 30 km sebagai ukuran dengan kinerja yang cukup baik; hingga 100 km dengan kinerja yang dapat diterima. Di kota dan daerah perkotaan, frekuensi yang lebih tinggi (seperti 2,6 GHz di Uni Eropa) digunakan untuk mendukung kecepatan tinggi *mobile broadband*. Dalam kasus ini, sel berukuran kurang dari 1 km.
- Mendukung mobilitas yang baik. Data mobile kinerja tinggi adalah mungkin pada kecepatan hingga 120 km/jam, dan pelayanan dasar adalah mungkin pada kecepatan hingga 350 km/jam.
- Bisa berjalan dengan standar sebelumnya.

2.2.2 Spektrum Frekuensi LTE

LTE merupakan teknologi berstandar *Third Generation Partnership Project (3GPP) Release 8* dan juga merupakan evolusi teknologi 1xEV-DO sebagai bagian dari roadmap standar 3GPP2. Dengan spesifikasi itu, LTE dirancang untuk menyediakan efisiensi spektrum yang lebih baik, peningkatan kapasitas radio, biaya operasional yang lebih murah bagi operator, serta layanan *mobile broadband* kualitas tinggi untuk pengguna.

LTE juga menawarkan fleksibilitas dalam hal spektrum. LTE dapat beroperasi pada standar IMT-2000 (450, 850, 1800, 1900, 2100, 2600 MHz) maupun pada pita spektrum baru seperti 700 MHz dan 2,5 GHz. Alokasi pita lebar

yang sangat fleksibel (mulai dari 1, 4, 3,5 , 10, 15, hingga 20 MHz) membuat LTE bisa masuk di daerah rural, tak hanya di daerah metropolis.

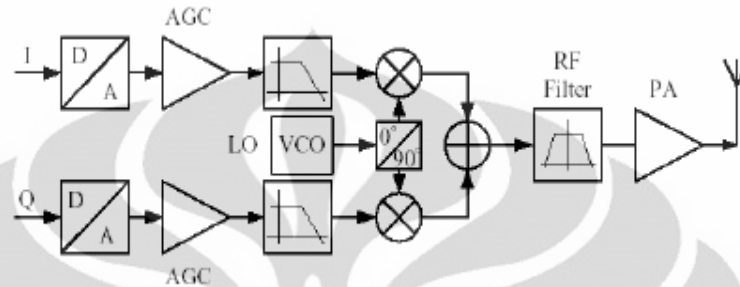
2.3 AMPLIFIER ELEKTRONIK

Amplifier elektronik adalah sebuah alat yang berguna untuk meningkatkan (memperkuat) daya dari suatu sinyal. Penguatan dilakukan dengan mengambil energi dari catu daya dan mengatur keluaran agar sesuai dengan bentuk sinyal masukan, hanya saja dengan amplitudo yang lebih besar. Dalam hal ini, *amplifier* dapat dianggap memodulasikan keluaran dari catu daya.

Amplifier dapat dispesifikasikan menurut sifat masukan dan keluarannya. Ia mempunyai suatu *gain*, atau faktor pengali yang berhubungan dengan besar dari sinyal keluaran dengan sinyal masukan. *Gain* dapat didefinisikan sebagai perbandingan dari tegangan keluaran terhadap tegangan masukan (*voltage gain*), daya keluaran terhadap daya masukan (*power gain*), atau beberapa kombinasi dari arus, tegangan, dan daya. Dalam banyak hal, dengan masukan dan keluaran dalam unit yang sama, *gain* tidak mempunyai satuan (walaupun biasanya diekspresikan dalam desibel/dB); untuk yang lainnya selain *gain*, hal ini tidak diperlukan. Sebagai contoh, sebuah *transconductance amplifier* mempunyai *gain* dengan satuan berupa konduktansi (arus keluaran per tegangan masukan). *Power gain* dari sebuah *amplifier* bergantung pada impedansi sumber dan beban yang digunakan, selain juga bergantung pada *voltage gain*. RF *amplifier* biasanya mempunyai impedansi yang dioptimalkan untuk transfer daya. *Amplifier* audio dan instrumentasi biasanya mempunyai impedansi masukan dan keluaran yang dioptimalkan untuk pembebanan yang paling kecil dan kualitas tertinggi. Jadi sebuah *amplifier* yang mempunyai *gain* sebesar 20 dB mungkin saja mempunyai *voltage gain* sepuluh kali lipat dan *power gain* yang tersedia dari 20 dB (100 kali perbandingan daya).

Dalam banyak hal, sebuah *amplifier* umumnya bersifat linear; yaitu, *gain* haruslah konstan untuk kombinasi sinyal masukan dan keluaran apapun. Jika *gain* tidak konstan, misalnya dengan memotong sinyal keluaran pada batasan dari kemampuannya, sinyal keluaran akan terdistorsi.

HPA adalah bagian terakhir dari suatu perangkat *transmitter* pada sistem komunikasi tanpa kabel, seperti ditunjukkan pada Gambar 2.1. HPA berfungsi untuk menguatkan sinyal-sinyal yang lemah agar diperoleh *output* yang besar sesuai yang diinginkan.



Gambar 2.1 Blok diagram *transmitter*

Ada beberapa karakteristik yang harus diperhatikan dalam mendisain suatu *amplifier*, di antaranya yaitu: linearitas, efisiensi, daya *output* dan penguatan (*gain*). Secara umum, karakteristik-karakteristik ini memiliki keterikatan satu dengan yang lainnya, misalnya dengan meningkatkan linearitas dari *amplifier* maka akan menurunkan tingkat efisiensi dari *amplifier* tersebut. Oleh karena itu pengetahuan akan spesifikasi dari setiap karakteristik ini merupakan hal yang penting dalam mendesain suatu *amplifier*. Sebagai contoh, *power amplifier* dengan daya *output* yang tinggi/besar digunakan pada sisi *transmitter* (pengirim) dari *transceiver*, sedangkan *amplifier* dengan tingkat linearitas yang tinggi digunakan pada sisi penerima (*receiver*).

2.4 KARAKTERISTIK *POWER AMPLIFIER*

Parameter-parameter penting yang harus dipertimbangkan ketika merancang *power amplifier* adalah sebagai berikut :

2.4.1 Daya

Dalam rangkaian RF, daya memiliki dua pengertian. Daya yang tersedia dari sumber dan daya yang ditransfer atau dilepaskan ke beban. Daya maksimum yang tersedia dari sumber (sebagai fungsi frekuensi) dinyatakan

$$P_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_s(\omega)|^2}{2a \{Z_s(\omega)\}} \quad (2.1)$$

Dimana V_s adalah nilai puncak dari tegangan sinusoidal yang diberikan dan $\text{Re}\{Z_s(\omega)\}$ adalah bagian nyata dari tahanan pada masukan.

Persamaan disipasi daya yang ditransfer ke beban diberikan oleh

$$P_d = \frac{1}{2} \frac{|V_L(\omega)|^2}{\text{Re}\{Z_L(\omega)\}} \quad (2.2)$$

Dengan $V_L(\omega)$ adalah nilai puncak dari tegangan keluaran sinusoidal dan $\text{Re}\{Z_L(\omega)\}$ adalah bagian nyata dari tahanan beban.

Power Added Efficiency (PAE) merupakan perbandingan selisih daya *output* dan *input* dengan daya *input* DC. PAE pada umumnya digunakan untuk menganalisis kinerja dari *power amplifier* ketika *gain* rendah yang diberikan oleh

$$PAE = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}} \quad (2.3)$$

2.4.2 Efisiensi

Efisiensi merupakan parameter yang sangat penting dalam merancang suatu HPA. Efisiensi dinyatakan dengan η , didefinisikan sebagai perbandingan dari daya keluaran dengan daya masukan DC yang dicatu ke rangkaian yang dinyatakan oleh

$$\eta = \frac{\text{Daya sinyal yang sampai ke beban}}{\text{Daya DC yang diberikan ke rangkaian keluaran}} \quad (2.4)$$

Efisiensi merupakan ukuran seberapa baik sebuah penguat mengkonversikan daya DC dari sumber catu menjadi daya sinyal keluaran. Semakin besar efisiensi, semakin baik kinerja dari suatu sistem.

Pada *amplifier* yang ideal, nilai efisiensinya adalah satu. Hal ini berarti bahwa daya yang diterima pada beban sama dengan daya yang diperoleh dari sumber DC. Dalam hal ini, tidak ada daya yang hilang dalam *amplifier*. Tetapi pada kenyataannya hal itu tidaklah mungkin, terutama pada *amplifier* dengan

frekuensi tinggi. Pada kebanyakan sistem yang menggunakan frekuensi tinggi, *output stage* dan *driver stage* dari *amplifier* biasanya menghabiskan atau memakai daya dalam melakukan proses penguatan, sehingga effisiensinya pasti dibawah satu.

2.4.3 Penguatan (Gain)

Dalam merancang *amplifier* yang bekerja pada frekuensi *microwave*, *gain* mempunyai banyak definisi. Definisi yang paling umum adalah *transducer power gain*, yaitu perbandingan antara daya yang dikirimkan ke beban dan daya yang tersedia di sumber. *Transducer gain* dinyatakan oleh

$$G = \frac{P_L}{P_S} \quad (2.5)$$

Ada tiga macam penguatan (*power gain*) dan dua koefisien refleksi (Γ_S dan Γ_L) yang dapat dianalisis berdasarkan *two-port network* yang dihubungkan ke impedansi sumber (Z_S) dan beban (Z_L):

1. *Power gain* ($G = P_L/P_{IN}$) merupakan perbandingan antara daya yang hilang pada beban Z_L (P_L) dengan daya yang diberikan ke bagian *input* pada *two-port network* (P_{IN}). Tipe *gain* ini tidak tergantung pada Z_S sekalipun beberapa komponen aktif tergantung kepada Z_S . *Power gain* dinyatakan oleh

$$G = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{|S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_S\Gamma_{IN}|^2} \quad (2.6)$$

dengan S_{21} dan S_{22} merupakan nilai *s-parameter* yang diperoleh dari perhitungan matriks pada *two-port network*, Γ_S dan Γ_L merupakan koefisien *refleksi* pada beban dan sumber.

2. *Available gain* ($G_A = P_{AVN}/P_{AVS}$) merupakan perbandingan antara daya yang terdapat pada *two-port network* dengan daya yang terdapat pada sumber. Ia mengasumsikan *conjugate matching* pada sumber dan beban, bergantung pada S_Z tetapi tidak bergantung pada Z_L dan dinyatakan oleh

$$\text{Available Gain} = \frac{\text{Daya keluaran amplifier}}{\text{Daya yang tersedia dari sumber}} \quad (2.7)$$

3. *Transducer power gain* ($G_T = P_L/P_{AVS}$) merupakan perbandingan antara daya keluaran P_L yang dikirim ke beban Z_L terhadap daya masukan P_{AVS} yang disediakan oleh sumber kepada rangkaian. *Gain* ini tergantung kepada Z_S dan Z_L dan dinyatakan oleh

$$\text{Transducer Power Gain} = \frac{\text{Daya pada beban}}{\text{Daya yang tersedia dari sumber}} \quad (2.8)$$

2.4.4 Linearitas

RF *power amplifier* pada hakikinya tidak linier. Ketika transistor RF beroperasi dalam daerah saturasi, maka sinyal keluaran menjadi terdistorsi. Hal ini menyebabkan hasil reproduksi sinyal tidak sempurna. Suatu *amplifier* dapat dikatakan linear jika *amplifier* tersebut dapat mempertahankan keaslian bentuk gelombang sinyal yang dinyatakan oleh

$$V_O(t) = A \cdot V_I(t) \quad (2.9)$$

Dengan V_I adalah tegangan masukan, V_O adalah tegangan keluaran, dan A adalah konstanta penguatan (*gain*), yang menunjukkan penguatan pada *amplifier*. Jika V_I lebih besar dari V_O , berarti *amplifier* menghasilkan distorsi nonlinear.

2.4.5 Kestabilan

Kestabilan adalah hal yang harus diperhatikan dalam merancang *power amplifier*. Pada rangkaian *power amplifier*, osilasi mungkin saja terjadi jika impedansi *port* masukan atau keluaran mempunyai nilai *real* yang negatif. Hal ini menyatakan secara tidak langsung bahwa $|\Gamma_{IN}| > 1$ atau $|\Gamma_{OUT}| > 1$. Karena Γ_{IN} dan Γ_{OUT} bergantung pada rangkaian *matching* pada sumber dan beban, kestabilan *amplifier* bergantung pada Γ_S dan Γ_L seperti yang direpresentasikan oleh rangkaian *matching*. Amplifier kelas A sangat mudah berosilasi karena *gain* yang tinggi. Ada dua tipe kestabilan:

1. *Unconditional stability*: suatu rangkaian dikatakan *unconditional stable* jika $|\Gamma_{IN}| < 1$ dan $|\Gamma_{OUT}| < 1$ untuk semua impedansi sumber pasif dan beban. ($|\Gamma_S| < 1$ dan $|\Gamma_L| < 1$).
2. *Conditional stability*: suatu rangkaian adalah *conditionally stable* jika $|\Gamma_{IN}| < 1$ dan $|\Gamma_{OUT}| < 1$ berlaku hanya untuk rentang tertentu dari impedansi sumber pasif dan beban. *Amplifier* pada kasus ini memiliki potensi tidak stabil.

Sebuah *amplifier* akan berada pada kondisi *unconditionally stable* bila terpenuhi kondisi K sebagai berikut

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.10)$$

Ada kalanya rangkaian *amplifier* yang dibuat masih tidak stabil. Berikut adalah solusi untuk ketidakstabilan :

1. Hindari daerah ketidakstabilan ketika melakukan *tuning* rangkaian.
2. Kurangi *gain stage*, pastikan masih berada dalam rentang *gain* stabil maksimum.
3. Rubah kondisi bias (hanya untuk kelas A dan AB).
4. Gunakan transistor yang berbeda.

Untuk kestabilan mutlak, harus terpenuhi bahwa

$$K > 1 \text{ dan } |\Delta| < 1 \quad (2.11)$$

Delta/determinan s-parameter dinyatakan oleh

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.12)$$

Jika rangkaian hanya berada pada kondisi *conditionally stable*, maka titik kerja untuk Γ_S dan Γ_L harus dipilih pada daerah stabil, dan merupakan hal yang sangat disarankan untuk memeriksa kestabilan pada frekuensi-frekuensi yang berdekatan dengan frekuensi yang hendak dirancang. Jika memungkinkan untuk menerima rancangan yang kurang dari *gain* maksimum, transistor biasanya dapat dibuat berada dalam kondisi stabil dengan menggunakan pembebanan resistif.

Walaupun pengujian $K - \Delta$ merupakan kondisi sudah sangat teliti secara matematis untuk *unconditional stability*, ia tidak dapat digunakan untuk membandingkan kestabilan relatif dari dua atau lebih peralatan karena ia mengikutsertakan keterbatasan-keterbatasan dari kedua parameter tersebut. Tetapi, ada kriteria baru yang telah diturunkan yang mengkombinasikan parameter-parameter $K - \Delta$ dalam suatu pengujian yang hanya mengikutsertakan satu parameter, μ_{sumber} dan μ_{beban} diberikan oleh

$$\mu_{sumber} = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21} S_{12}|} > 1 \quad (2.13)$$

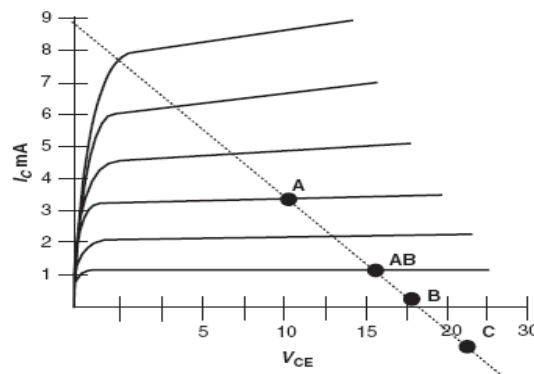
$$\mu_{beban} = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21} S_{12}|} > 1 \quad (2.14)$$

dengan S_{11}^* , dan S_{22}^* merupakan konjugasi dari nilai s-parameter S_{11} dan S_{22} (diperoleh dari perhitungan matriks pada *two-port network*). Jadi, jika $\mu > 1$, maka rangkaian ini *unconditionally stable*. Dapat dikatakan bahwa nilai μ yang lebih besar menandakan kestabilan yang lebih baik.

2.5 KLASIFIKASI AMPLIFIER

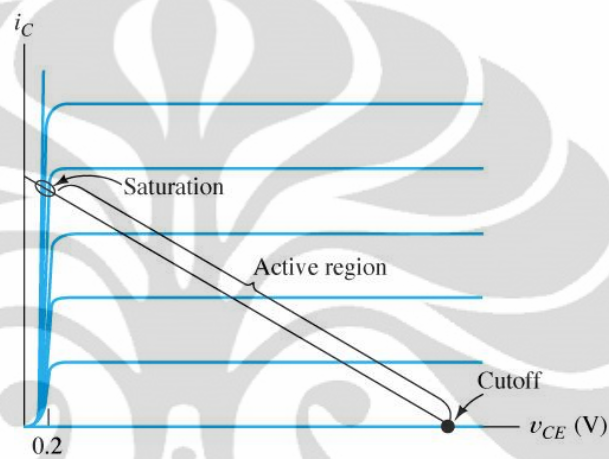
Harus dipilih titik bias dari sebuah RF power amplifier untuk menentukan tingkat kinerja dari sebuah rancangan HPA. Perbandingan dari pendekatan bias *power amplifier* dapat dipergunakan untuk mengevaluasi unjuk kerja yang meliputi: daya keluaran, efisiensi, linearitas, atau parameter-parameter lain untuk aplikasi-aplikasi tertentu.

Gambar 2.2 menunjukkan titik A, AB, B, dan C yang merupakan daerah kerja dari sebuah transistor. Agar dapat bekerja di titik tertentu, transistor harus diberi bias DC. Titik-titik kerja tersebut akan menentukan kinerja *power amplifier* yang dirancang. Hal ini disebabkan karena pemilihan *Q-point* sangat mempengaruhi linearitas, *power handling*, dan efisiensi. Selain itu, pemilihan *Q-point* yang optimal dibatasi oleh suatu daerah aman untuk mencegah transistor dari kepanasan yang mengakibatkan kinerja menjadi buruk dan bahkan sampai menuju kepada kerusakan.



Gambar 2.2 Titik kerja masing-masing kelas *amplifier*

Amplifier diklasifikasikan berdasarkan konfigurasi rangkaian dan metode operasi *amplifier* tersebut, antara lain: *amplifier* kelas A, B, AB dan C. Kelas-kelas ini diklasifikasikan mulai dari sistem yang seluruhnya linear dengan efisiensi yang rendah hingga sistem yang seluruhnya tidak linear dengan efisiensi yang tinggi. Gambar 2.3 menunjukkan daerah kerja transistor.



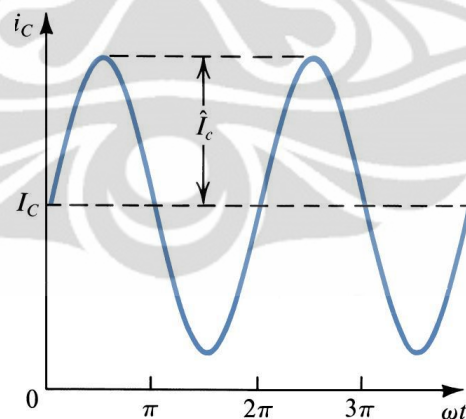
Gambar 2.3 Daerah kerja transistor

2.5.1 Penguat Kelas A

Penguat kelas A disebut juga penguat daya. Penguat daya kelas A memiliki tingkat linearitas yang paling tinggi dibandingkan dengan kelas-kelas *amplifier* lainnya. Tetapi, *amplifier* ini tidak efisien. Untuk mencapai linearitas dan *gain* yang tinggi, arus I_C dan tegangan V_{CC} pada *collector amplifier* harus ditentukan dengan baik sehingga *amplifier* beroperasi pada daerah linear (*linear region*).

Pada penguat kelas A, 100% dari sinyal masukan digunakan (sudut konduksi = 360°). Penguat ini mempunyai elemen aktif yang terus mengkonduksi setiap saat. Ia akan selalu membawa arus seperti ditunjukkan pada Gambar 2.4. Karena transistor ini selalu aktif untuk setiap periode, Gambar 2.4 juga menunjukkan rugi-rugi daya yang berkelanjutan pada peralatan tersebut. Arus *drain* dari penguat kelas A mengalir untuk 360° .

Penguat kelas A mempunyai linearitas yang paling tinggi. Kondisi *matching* biasanya juga tercapai pada *port* masukan dan *port* keluaran. Tetapi, penguat kelas A mempunyai efisiensi yang paling rendah (efisiensi maksimum teoritis hanya 25%).

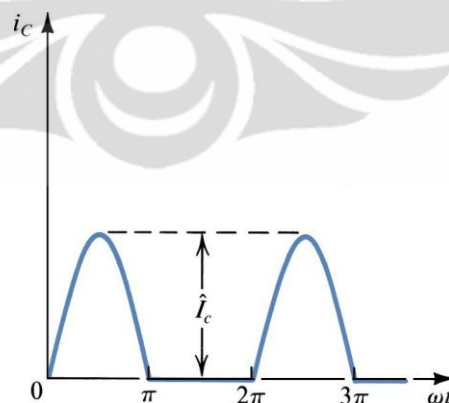


Gambar 2.4 Gelombang arus *collector* penguat kelas A

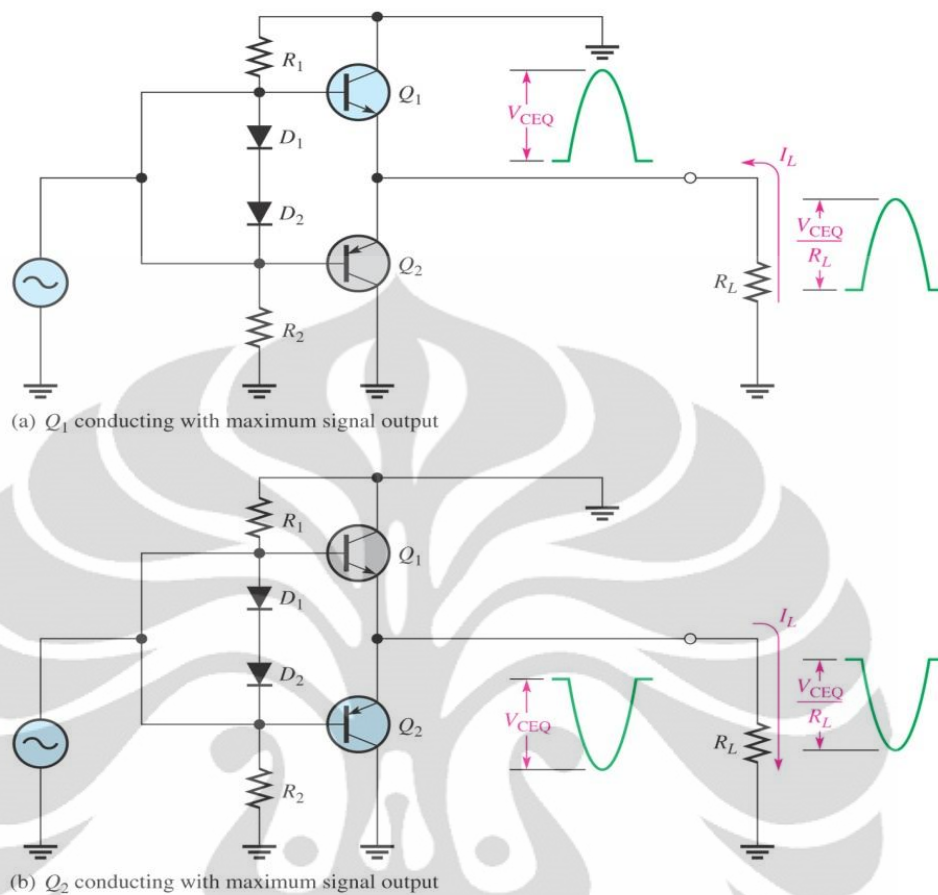
2.5.2 Penguat Kelas B

Untuk meningkatkan efisiensi dari suatu *amplifier*, transistor dari *amplifier* tersebut dapat dibuat aktif hanya separuh waktu. Penguat kelas B hanya melakukan proses penguatan pada setengah gelombang dari *input*. Agar tetap memiliki tingkat distorsi yang rendah, arus bias dibuat kecil dan transistor bekerja secara normal pada mode saturasi bukan pada mode linier. Oleh karena itu, efisiensi pada penguat kelas B lebih tinggi daripada penguat kelas A (efisiensi maksimum teoritis mencapai 78,5%).

Titik operasi pada penguat kelas B ditentukan dengan mengatur tegangan *gate* pada tegangan *threshold*. Ini dilakukan dengan tujuan untuk memperoleh efisiensi daya yang tinggi. Dalam rangkaian kelas B, transistor hanya tinggal dalam daerah aktif untuk setengah periode. Selama setengah periode lainnya, transistor tersebut tersumbat (*cutoff*). Ini berarti arus *drain* mengalir untuk 180° dalam transistor pada rangkaian kelas B seperti ditunjukkan pada Gambar 2.5. Agar mendapatkan reproduksi linear dari bentuk gelombang masukan, penguat kelas B dikonfigurasi menggunakan dua buah transistor dalam susunan *push-pull* seperti yang tampak pada Gambar 2.6a untuk separuh gelombang bernilai positif dan 2.6b untuk separuh gelombang bernilai negatif.



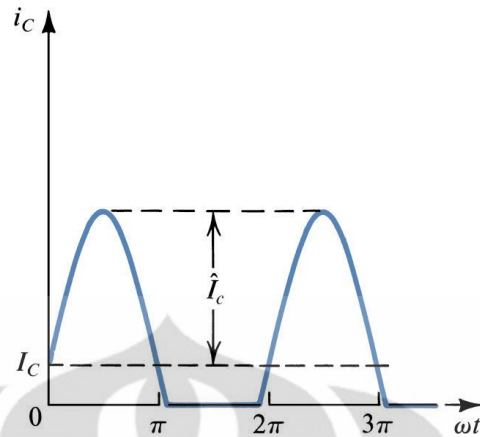
Gambar 2.5 Gelombang arus *collector* penguat kelas B



Gambar 2.6 Rangkaian *push-pull*

2.5.3 Penguat Kelas AB

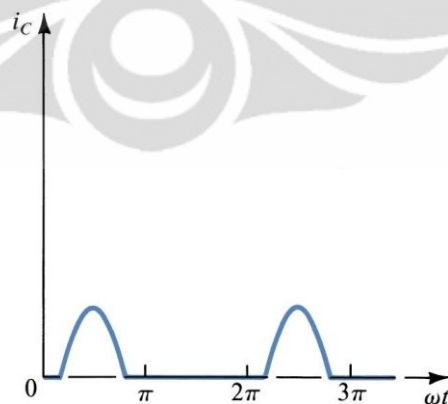
Tegangan dan bentuk gelombang dari penguat kelas AB ditunjukkan pada Gambar 2.7. Karena tingkat bias *gate* dikurangi dari amplifier kelas A, terjadi *current clipping*. Walaupun *current clipping* menghasilkan harmonik dan pengaruh tidak linier, namun *amplifier* kelas AB tetap populer dalam rancangan *power amplifier*. Kenyataannya, respon transistor kelas AB lebih lebar dari kelas B. Efisiensi daya penguat kelas AB lebih tinggi daripada penguat kelas A. Penguat kelas AB merupakan perpaduan antara linearitas dan efisiensi.



Gambar 2.7 Gelombang arus *collector* penguat kelas AB

2.5.4 Penguat Kelas C

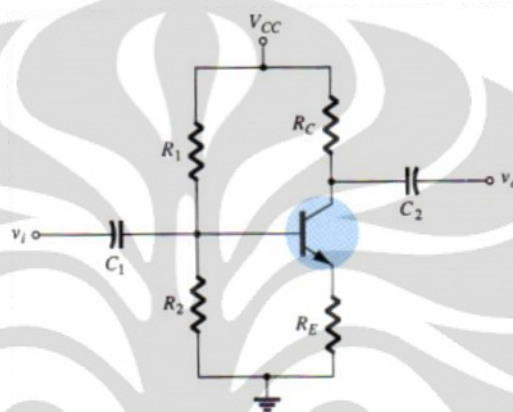
Penguat kelas C dapat memberikan daya beban yang lebih besar daripada penguat kelas B. Penguat kelas C biasanya menggunakan transistor daya. Transistor daya ini memiliki karakteristik yang dioptimalkan untuk sinyal RF. Pada penguat kelas C, arus kolektor mengalir untuk kurang dari 180° . Dalam rangkaian penguat kelas C praktis, arus mengalir untuk lebih kecil dari 180° , dan tampak seperti pulsa sempit seperti yang tampak pada Gambar 2.8. Penguat kelas C mempunyai efisiensi yang tinggi (efisiensi maksimum secara teoritis mencapai 99%), tetapi *gain* yang dihasilkan rendah.



Gambar 2.8 Gelombang arus *collector* penguat kelas C

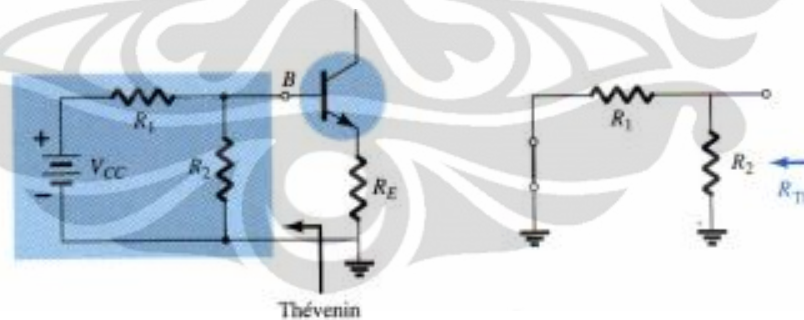
2.6 RANGKAIAN DC BIAS VOLTAGE DIVIDER

Transistor memerlukan rangkaian bias DC agar dapat bekerja sesuai dengan titik kerja yang diinginkan. Bias *voltage divider* merupakan tipe rangkaian bias yang paling sering digunakan. Hanya satu buah catu daya yang diperlukan. Yang lebih penting, bias *voltage divider* lebih stabil dibandingkan tipe bias lainnya karena ia tidak bergantung pada nilai β . Gambar 2.9 menunjukkan rangkaian bias *voltage divider*.



Gambar 2.9 Rangkaian bias *voltage divider*

Kapasitor digunakan sebagai *coupling* untuk mengisolasi tegangan DC yang ada pada transistor.

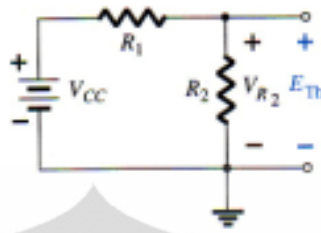


Gambar 2.10 Menentukan R_{TH}

Dengan menggunakan analisis Thevenin, sumber tegangan diganti dengan rangkaian ekivalen hubung singkat seperti pada Gambar 2.10. Dengan demikian, R_{TH} dinyatakan oleh

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 \quad (2.15)$$

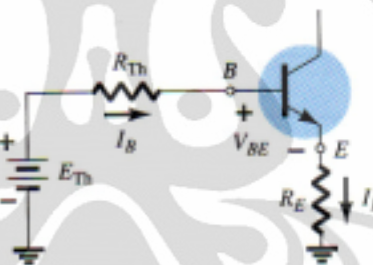
Sumber tegangan V_{CC} kemudian dikembalikan ke rangkaian. Tegangan Thevenin rangkaian terbuka, seperti yang tampak pada Gambar 2.11, dinyatakan oleh



Gambar 2.11 Menentukan E_{TH}

$$E_{TH} = V_{R_2} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (2.16)$$

Rangkaian Thevenin kemudian digambarkan kembali seperti yang tampak pada Gambar 2.12. I_{BQ} dapat ditentukan dengan pertama-tama menggunakan hukum tegangan Kirchhoff. Besarnya E_{TH} dinyatakan oleh



Gambar 2.12 Memasukkan rangkaian ekivalen Thevenin

$$E_{TH} - I_B R_{TH} - V_{BE} - I_E R_E = 0 \quad (2.17)$$

Dengan mensubstitusikan $I_E = (\beta + 1)I_B$ dan menyelesaikan persamaan untuk I_B , didapatkan

$$E_{TH} - I_B R_{TH} - V_{BE} - (\beta + 1)I_B R_E = 0 \quad (2.18a)$$

$$E_{TH} - V_{BE} = I_B \{ R_{TH} + (\beta + 1)R_E \} \quad (2.18b)$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} \quad (2.19)$$

Nilai I_C dan V_{CE} , masing-masing diberikan oleh

$$I_C = \beta I_B \quad (2.20)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (2.21)$$

Selain dengan analisis eksak seperti yang sudah dijelaskan dengan menggunakan Gambar 2.12, pada proses rancang bangun bias *voltage divider* dapat juga digunakan pendekatan sebagai berikut

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC} \quad (2.22)$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{V_E}{I_C} \quad (2.23)$$

$$V_B = V_{BE} + V_E \quad (2.24)$$

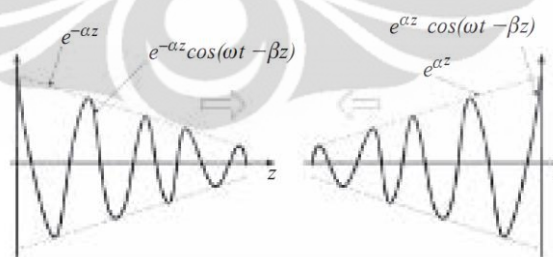
Jika $R_2 \leq \frac{1}{10} \beta R_E$ terpenuhi:

$$R_1 = \frac{V_{CC} R_2 - V_B R_2}{V_B} \quad (2.25)$$

2.7 RETURN LOSS DAN VSWR

2.7.1 Model Saluran Transmisi

Untuk dapat memahami *return loss* dan VSWR, terlebih dahulu dibahas mengenai model saluran transmisi, seperti yang dinyatakan pada Gambar 2.13



Gambar 2.13 Model saluran transmisi

Dari Gambar 2.13 tampak sebuah model saluran transmisi yang menggambarkan tegangan saluran. Tampak bahwa tegangan saluran merupakan kombinasi dari dua buah gelombang tegangan:

1. Gelombang yang menuju z (*forward wave*):
Gelombang tampak berjalan dari kiri ke kanan pada sumbu z . Gelombang ini melemah seiring dengan perambatan gelombang yang direpresentasikan dengan pertambahan nilai z . Hal ini tampak pada pangkat z yang bernilai negatif $e^{-\alpha z}$.
2. Gelombang yang menuju $-z$ (*reverse wave*):
Gelombang tampak berjalan dari kanan ke kiri pada sumbu z . Gelombang ini bernilai paling besar pada nilai z yang paling jauh (tempat terjadinya pantulan), dan berangsur-angsur melemah seiring dengan perambatan gelombang ke arah kiri (nilai z yang semakin mengecil). Hal ini tampak pada pangkat z yang bernilai positif $e^{\alpha z}$.

Tegangan saluran dari Gambar 2.11 diberikan oleh

$$V(z, t) = A_1 e^{j\omega t - \gamma z} + A_2 e^{j\omega t + \gamma z} = A_1 e^{-\alpha z + j(\omega t - \beta z)} + A_2 e^{\alpha z + j(\omega t + \beta z)} \quad (2.26)$$

Dari persamaan (2.26) tampak bahwa A_1 adalah amplitudo dari *forward wave* yang kemudian akan dikalikan dengan pangkat $-\alpha z$, dimana α adalah konstanta atenuasi dan z adalah jarak dari saluran transmisi tersebut. Tampak bahwa semakin besar jarak (z), amplitudo A_1 akan semakin mengecil. Selain itu, pada *forward wave*, tampak konstanta fasa β yang bernilai negatif. Sebaliknya, A_2 adalah amplitudo dari *reverse wave* yang kemudian akan dikalikan dengan pangkat αz . Tampak bahwa semakin besar jarak (z), amplitudo A_2 akan semakin besar (dampak atenuasi semakin tidak berarti). Pada *reverse wave*, tampak konstanta fasa β yang bernilai kebalikan dari konstanta fasa pada *forward wave* (bernilai positif).

Jika saluran transmisi berada dalam kondisi ideal, yaitu dalam arti tidak ada refleksi, maka A_2 akan bernilai 0, sehingga hanya ada *forward wave* pada saluran transmisi yang dinyatakan oleh

$$V(z, t) = A_1 e^{j\omega t - \gamma z} + A_2 e^{j\omega t + \gamma z}$$

$$V(z, t) = A_1 e^{j\omega t - \gamma z} + 0 \cdot e^{j\omega t + \gamma z} = A_1 e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.27)$$

$$V(z, t) = A_1 e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.28)$$

2.7.2 Return Loss

Return loss merupakan koefisien refleksi dalam bentuk logaritmik. Ia menunjukkan daya yang hilang karena saluran transmisi tidak *match*. Hal ini

menyebabkan tidak semua daya yang disuplai ditransmisikan, melainkan ada sebagian daya yang dipantulkan kembali.

Koefisien refleksi itu sendiri merupakan perbandingan antara A_2 dengan A_1 . Ia dilihat sebagai *complex coefficients* dari forward dan reverse voltage pada $z = 0$. Koefisien refleksi dapat dinyatakan dengan

$$\Gamma(z) = \frac{V_-(z)}{V_+(z)} = \frac{A_2 e^{\gamma z}}{A_1 e^{-\gamma z}} = \Gamma_0 e^{2\gamma z} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{2\gamma z} \quad (2.29)$$

Koefisien refleksi kita dapat dengan memasukkan $z = 0$ pada persamaan 2.29

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.30)$$

Persamaan return loss:

$$L_{RT}(l) = -20 \log_{10} (|\Gamma(l)|) \quad (2.31)$$

Pada kondisi match: $Z_L = Z_0$

$$\Gamma(l) = \Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{Z_0 - Z_0}{Z_0 + Z_0} = 0 \quad (2.32)$$

$$L_{RT} = -20 \log_{10} (|0|) = \infty \text{ dB} \quad (2.33)$$

Pada kondisi open circuit: $Z_L = \infty$

$$\Gamma(l) = \Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{\infty - Z_0}{\infty + Z_0} = 1 \quad (2.34)$$

$$L_{RT} = -20 \log_{10} (|1|) = 0 \text{ dB} \quad (2.35)$$

Kesimpulannya, semakin besar return loss, semakin bagus saluran transmisi itu karena semakin mendekati kondisi matching

2.7.3 Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

VSWR disebabkan karena pemantulan gelombang. Seperti yang diketahui, pada medium penghantar gelombang juga terdapat gelombang pantulan. Kata *standing wave* merujuk kepada superposisi dari gelombang-gelombang pantulan tersebut.

Misalkan terdapat gelombang $E^i = \cos(\omega t - \beta z)a_x$ dengan koefisien refleksi $\Gamma = 0,5$; kombinasi dari gelombang datang dengan gelombang pantul dapat dinyatakan oleh

$$E = \cos(\omega t - \beta z) + 0,5 \cos(\omega t + \beta z) \quad (2.36)$$

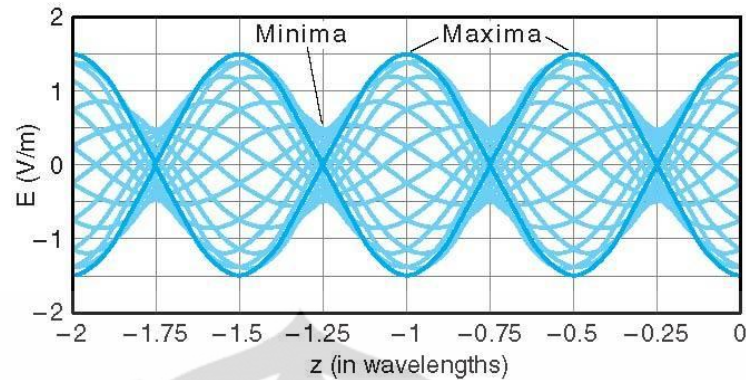
Tampak pada persamaan (2.36) bahwa gelombang E terdiri dari dua buah komponen:

1. *Forward wave* (gelombang datang) yang direpresentasikan dengan $\cos(\omega t - \beta z)$. Ia mempunyai konstanta fasa β yang nilainya negatif.
2. *Reverse wave* (gelombang pantulan) yang direpresentasikan dengan $0,5 \cos(\omega t + \beta z)$. Amplitudo dari gelombang pantulan dikalikan dengan koefisien refleksi $\Gamma = 0,5$. Ia juga mempunyai konstanta fasa β yang nilainya berkebalikan dengan β pada *forward wave* (bernilai positif).

VSWR merupakan perbandingan dari besar tegangan maksimum pada saluran dengan besar tegangan minimum pada saluran. Secara matematis, VSWR dinyatakan oleh

$$VSWR(l) = \frac{|V|_{\max}}{|V|_{\min}} = \frac{|V_+| + |V_-|}{|V_+| - |V_-|} = \frac{1 + |\Gamma(l)|}{1 - |\Gamma(l)|} \quad (2.37)$$

V_{\max} merupakan superposisi saling menambahkan antara gelombang datang dengan gelombang pantulan, oleh karena itu tambahkan amplitudo dari gelombang datang (dinormalisasi menjadi 1) dengan amplitudo dari gelombang pantulan yang dapat dituliskan sebagai koefisien refleksi $\Gamma(l)$. Sebaliknya, V_{\min} merupakan superposisi saling menghilangkan antara gelombang datang dengan gelombang pantulan, oleh karena itu kurangi amplitudo dari gelombang datang (dinormalisasi menjadi 1) dengan amplitudo dari gelombang pantulan. Gambar 2.14 menunjukkan VSWR



Gambar 2.14 VSWR

VSWR adalah salah satu cara untuk mengukur seberapa baik saluran transmisi *match* dengan bebannya. Secara matematis, VSWR dinyatakan oleh

$$|\Gamma| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.38)$$

Dapat diketahui bahwa:

- Pada kondisi *match*, $|\Gamma| = 0$, sehingga VSWR harus bernilai 1
- Pada kondisi *open circuit*, $|\Gamma| = 1$, sehingga VSWR harus bernilai ∞

Pada kondisi ideal, yaitu tidak ada pemantulan (saluran *match* secara sempurna dengan beban), VSWR akan bernilai satu. Tetapi, untuk kondisi *match* yang sudah dianggap bagus, VSWR bernilai lebih kecil dari dua. Untuk nilai VSWR yang masih bisa ditoleransi, seperti pada kondisi telepon selular, VSWR bernilai lebih kecil dari tiga.

2.8 S-PARAMETER

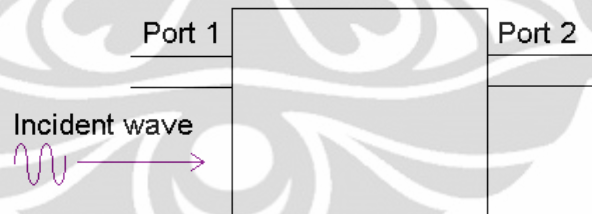
S-parameter merupakan metode yang sangat berguna untuk merepresentasikan sebuah rangkaian sebagai *black box*. Perilaku eksternal dari *black box* ini dapat diprediksi tanpa perlu mengetahui isi dari *black box* tersebut. *Black box* dapat berisi apa saja: resistor, saluran transmisi, atau rangkaian terintegrasi. Jaringan *black box* dapat mempunyai sejumlah *port* (terminal

sepasang saluran). Pada Gambar 2.15 akan ditampilkan jaringan sederhana dengan *port* sejumlah dua buah.



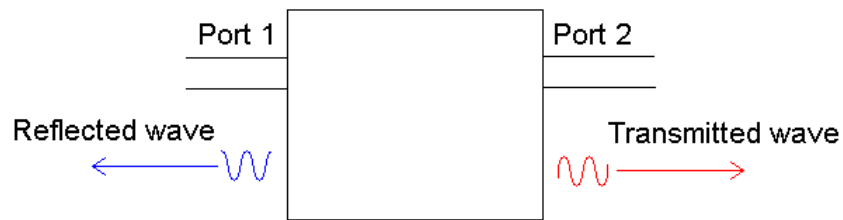
Gambar 2.15 *Black box* dengan dua *port*

S-parameter diukur dengan mengirimkan sebuah sinyal dengan satu frekuensi kedalam jaringan atau *black box* dan mendeteksi gelombang yang keluar dari setiap *port* seperti pada Gambar 2.16. Daya, tegangan, dan arus dapat dianggap berupa gelombang berjalan pada dua buah arah.



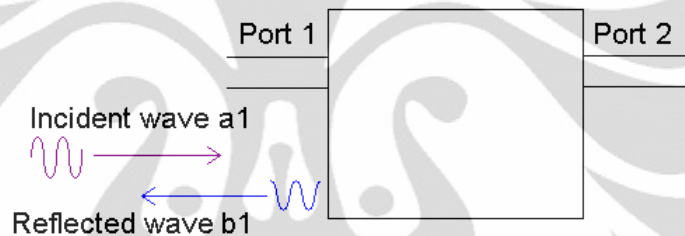
Gambar 2.16 Gelombang masuk ke *black box*

Untuk gelombang yang masuk pada *port 1*, sebagian dari sinyal ini memantul kembali, keluar dari *port* tersebut, dan sebagian lagi keluar ke *port* lainnya seperti pada Gambar 2.17



Gambar 2.17 Gelombang yang dipantulkan dan ditransmisikan

S_{11} adalah sinyal yang dipantulkan pada *port 1* untuk sinyal yang datang pada *port 1*, seperti pada Gambar 2.18. S_{11} merupakan perbandingan antara dua gelombang $b1/a1$.



Gambar 2.18 S_{11}

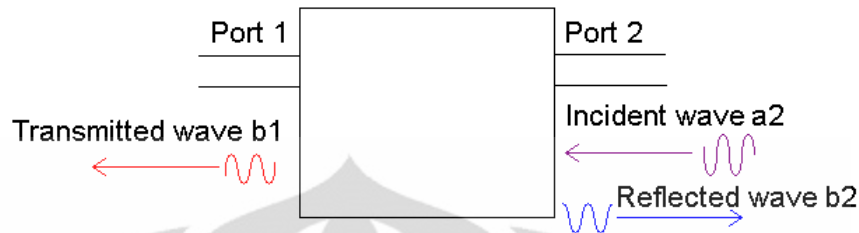
S_{21} adalah sinyal yang keluar pada *port 2* untuk sinyal yang datang pada *port 1*, seperti pada Gambar 2.19. S_{21} merupakan perbandingan antara dua gelombang $b2/a1$.



Gambar 2.19 S_{21}

Seperti pada Gambar 2.20, S_{22} adalah sinyal yang keluar pada *port 2* untuk sinyal yang datang pada *port 2*. S_{22} merupakan perbandingan antara dua gelombang

b_2/a_2 . S_{12} adalah sinyal yang keluar pada *port 1* untuk sinyal yang datang pada *port 2*. S_{12} merupakan perbandingan antara dua gelombang b_1/a_2 .

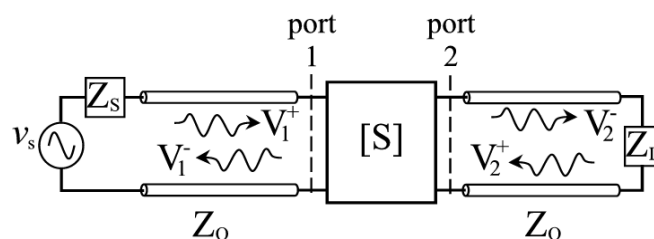


Gambar 2.20 S_{22} dan S_{12}

Gelombang yang ditransmisikan dan dipantulkan akan berubah amplitudo dan fasanya dibandingkan dengan gelombang yang datang. Secara umum, gelombang yang ditransmisikan dan dipantulkan akan mempunyai frekuensi yang sama dari gelombang datang. *S-parameter* merupakan bilangan kompleks (mempunyai besar dan sudut), dimana besar dan fasa dari sinyal masukan akan diubah oleh jaringan. Oleh karena hal ini, ia juga biasa disebut sebagai *complex scattering parameter*. Empat nilai *s-parameter* sesungguhnya mempunyai delapan bilangan yang terpisah: bagian nyata dan imajiner (atau modulus dan sudut fasa) dari setiap empat *complex scattering parameter*. Biasanya diperhatikan besarnya saja. Berapa banyak *gain* atau *loss* yang didapatkan umumnya lebih penting daripada berapa banyak pergeseran fasa yang dialami sinyal.

S-parameter bergantung kepada jaringan dan impedansi karakteristik dari sumber dan beban yang digunakan untuk mengukurnya, serta pada frekuensi ia diukur. *S-parameter* akan berubah jika hal-hal ini diubah: jaringan, frekuensi, impedansi beban, dan impedansi sumber.

Gambar 2.21 adalah representasi matematis dari *s-parameter* dua port:



Gambar 2.21 *S-parameter* dua port

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \quad (2.39)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \quad (2.40)$$

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

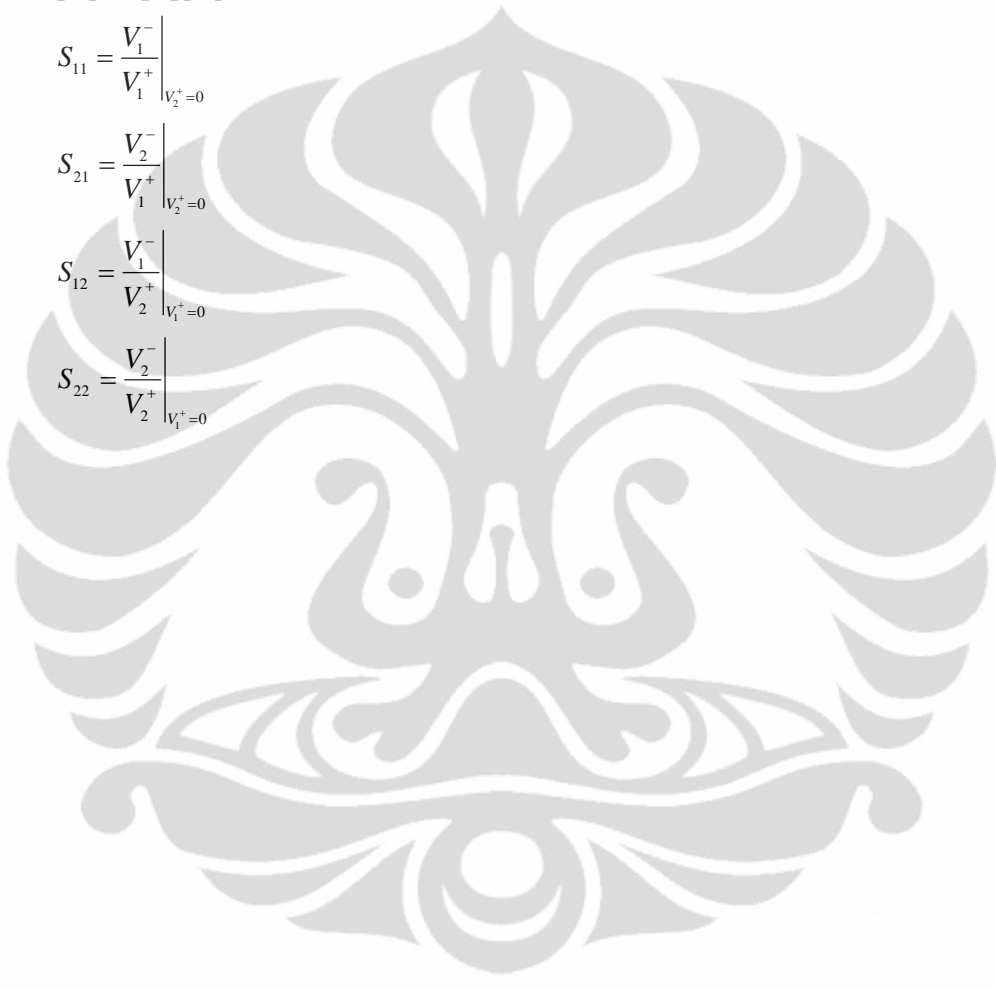
$$[V]^- = [S][V]^+ \quad (2.42)$$

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2.43)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2.44)$$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (2.45)$$

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (2.46)$$

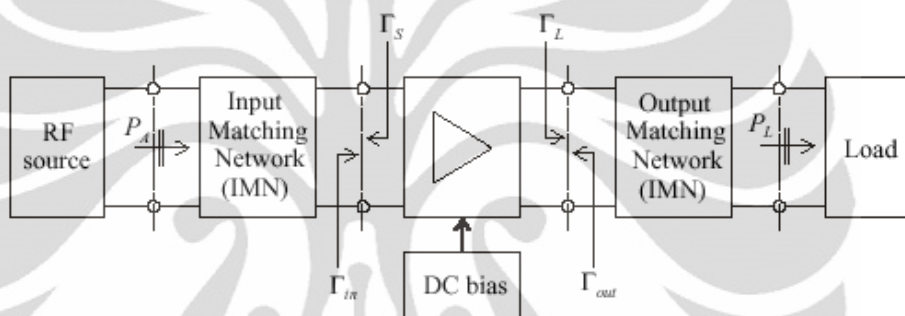


BAB 3

RANCANG BANGUN *HIGH POWER AMPLIFIER* DAN SIMULASI

3.1 BAGIAN-BAGIAN *HIGH POWER AMPLIFIER*

Secara umum, rangkaian HPA dibagi atas beberapa bagian, yaitu bagian *input matching network*, *output matching network*, dan bias DC transistor seperti pada Gambar 3.1. Bagian *input match* terhubung dengan *gate* (bagian basis) transistor, sedangkan bagian *output match* terhubung dengan *drain* (bagian *collector*) transistor.



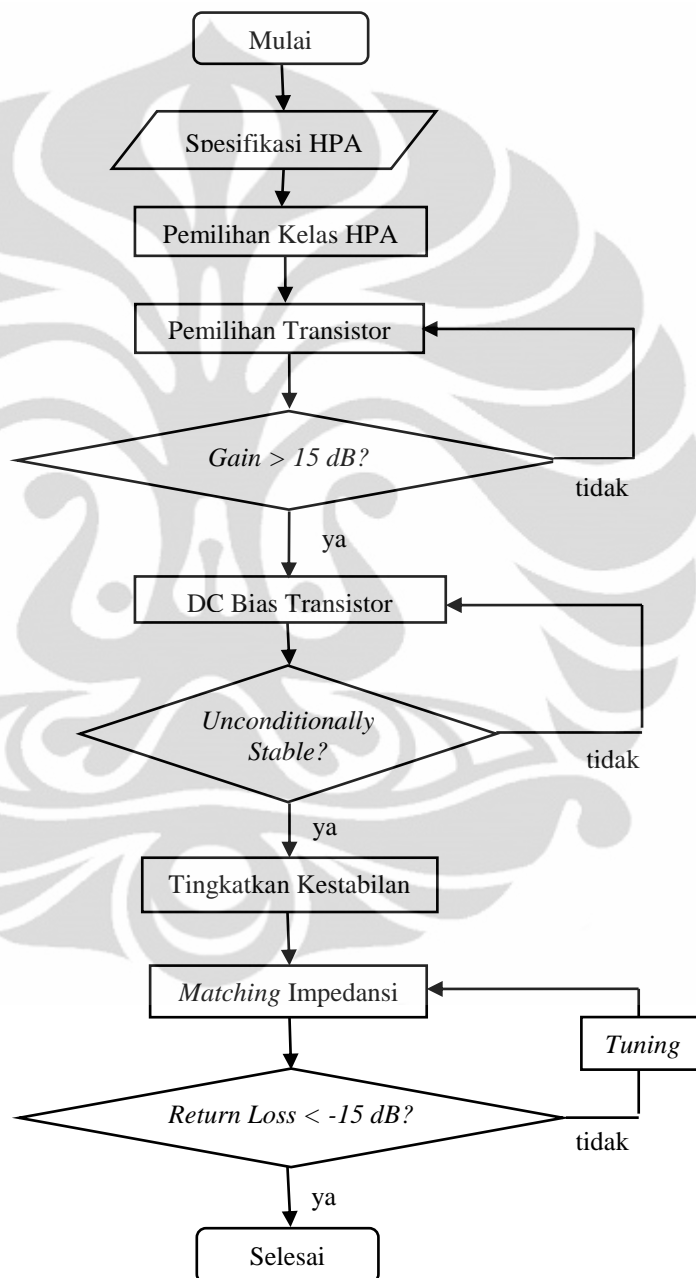
Gambar 3.1 Blok diagram *high power amplifier*

Impedance matching merupakan bagian yang penting dalam merancang suatu HPA. Bagian *impedance matching* terdiri dari *input matching impedance* dan *output matching impedance*. Rangkaian *matching impedance* berfungsi untuk memperbaiki *Input Return of Loss (IRL)* dan *Output Return of Loss (ORL)*. Rangkaian *matching impedance* pada rancang bangun ini juga berfungsi untuk mencapai *gain* maksimum pada frekuensi kerja yang diinginkan.

Agar transistor dapat bekerja melakukan penguatan, ia perlu diberikan bias DC. Rangkaian bias DC berfungsi untuk menentukan daerah operasi dari transistor. Komponen yang terdapat pada rangkaian bias dalam yaitu komponen resistif (resistor), non-resistif (kapasitor dan induktor), dan tegangan DC. Dalam rancang bangun ini transistor, diatur agar bekerja pada daerah aktif (*active region*).

3.2 DIAGRAM ALIR RANCANG BANGUN *DUAL BAND HIGH POWER AMPLIFIER*

Gambar 3.2 adalah langkah-langkah rancang bangun *dual band HPA* dalam bentuk diagram alir (*flowchart*):



Gambar 3.2 Diagram alir rancang bangun *high power amplifier*

3.3 SPESIFIKASI *HIGH POWER AMPLIFIER*

Spesifikasi *dual band* HPA yang dirancang bekerja pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz dengan daya keluaran sebesar 100 mWatt (20 dBm) dari masukan daya RF sebesar 5 - 20 mWatt. Rancangan ini memiliki penguatan (*gain*) minimal 15 dB, arus *drain* yang kecil dengan tegangan *supply* 5 volt, memenuhi standar kestabilan ($K > 1$), dan *return of loss* pada bagian *input* lebih kecil dari -15 dB.

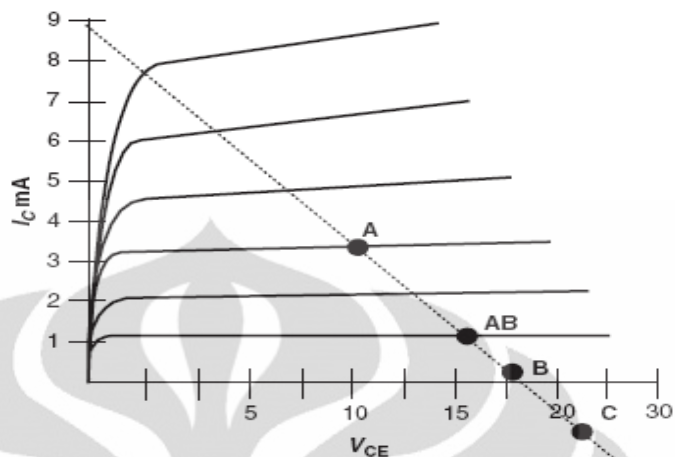
Spesifikasi dari *dual band* HPA yang diinginkan pada rancang bangun ini dapat dilihat pada Tabel 3.1. Frekuensi 2,3 GHz dirancang untuk PA pada aplikasi teknologi *mobile* WiMAX, sedangkan frekuensi 2,6 GHz dirancang untuk PA pada aplikasi teknologi LTE.

Tabel 3.1 Spesifikasi *dual band high power amplifier*

Frekuensi Operasi	2,3 GHz & 2,6 GHz
Daya keluaran	100 mWatt
Daya RF masukan	5 – 20 mWatt
<i>Gain</i>	> 15 dB
Tegangan Suplai (V_{CC})	5 V
Tegangan Transistor (V_{CE})	2 V
Arus DC (I_C)	20 mA
<i>Input Return of Loss</i>	< -15 dB

3.4 PEMILIHAN KELAS *POWER AMPLIFIER*

Gambar 3.3 menunjukkan daerah operasi/kerja dari suatu transistor yang terdiri dari A, B, dan AB.



Gambar 3.3 Titik Q penguat A, AB dan B

Transistor yang digunakan pada rancang bangun bekerja di kelas A. Untuk mengatur agar transistor bekerja pada kelas A, dilakukan perhitungan pada rangkaian bias DC dengan mengambil acuan arus I_B yang berada pada bagian tengah garis beban.

3.5 PEMILIHAN TRANSISTOR

Rancangan ini menggunakan transistor NE662M04. Transistor ini merupakan jenis transistor BJT Silikon NPN yang dirancang untuk bekerja pada frekuensi tinggi. Alasan mengapa menggunakan transistor ini adalah karena transistor ini memiliki fitur-fitur sebagai berikut :

- *High gain bandwidth*: $f_T = 25$ GHz
- *Low noise figure*: $NF=1,1$ dB pada 2 GHz
- *High maximum stable gain*: 20dB pada $f = 2$ GHz
- Merupakan paket M04 yang *low profile*: footprint SOT-343 dan tinggi hanya 0,59 mm

NEC NE662M04 difabrikasi menggunakan proses wafer NEC UHS0 25 GHz f_T . Dengan frekuensi transisi 25 GHz, NE662M04 dapat dipakai untuk aplikasi dari rentang 100 MHz hingga 10 GHz. NE662M04 memberikan kinerja tegangan rendah per arus rendah yang sangat baik.

Gain pada karakteristik transistor NE662M04 sesuai dengan *gain* yang ingin dihasilkan untuk mencapai daya keluaran yang diinginkan pada rancang bangun *dual band* HPA ini. Dalam hal ini, NE662M04 bekerja pada kelas A dengan cara mengatur tegangan *emitter* pada tegangan 2 V dan arus *collector* pada titik 20 mA.

Tabel 3.2 menunjukkan data s-parameter terukur dari transistor NE662M04 yang diperoleh dari *datasheet*. Kestabilan dari transistor dapat dilihat dengan melakukan perhitungan pada s-parameter terukur transistor pada Tabel 3.2.

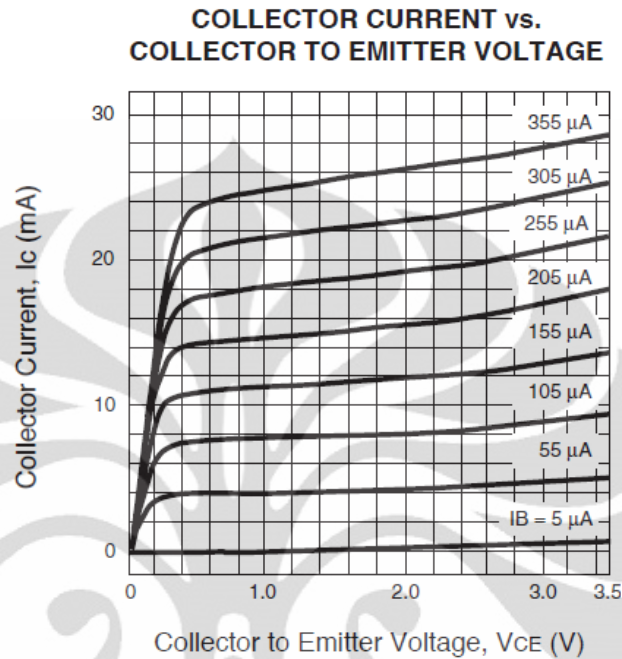
Tabel 3.2 S-parameter terukur

NE662M04 V _{DS} = 2 V, I _{DS} = 20 mA										
FREQUENCY	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MAG ¹
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
0.10	0.478	-21.17	30.628	164.59	0.008	77.90	0.920	-18.24	0.27	35.8
0.50	0.420	-95.65	20.411	122.80	0.027	55.26	0.608	-50.41	0.54	28.8
1.00	0.377	-140.33	12.654	96.57	0.039	50.55	0.413	-66.91	0.81	25.1
1.50	0.361	-167.18	8.963	79.99	0.051	48.74	0.338	-75.34	0.96	22.5
2.00	0.356	173.00	6.924	66.76	0.063	45.98	0.304	-82.29	1.03	19.4
2.50	0.356	155.15	5.625	54.91	0.075	42.06	0.287	-89.18	1.08	17.1
3.00	0.366	139.53	4.733	43.94	0.087	37.36	0.276	-96.76	1.10	15.4
3.50	0.383	125.38	4.086	33.53	0.098	32.17	0.268	-105.14	1.12	14.1
4.00	0.405	112.90	3.595	23.51	0.109	26.52	0.265	-114.14	1.12	13.1
4.50	0.429	101.89	3.211	13.68	0.120	20.61	0.266	-123.63	1.12	12.2
5.00	0.449	91.80	2.900	4.06	0.129	14.46	0.271	-132.09	1.11	11.5
5.50	0.464	82.65	2.645	-5.30	0.138	8.45	0.278	-139.34	1.11	10.8
6.00	0.474	73.73	2.438	-14.52	0.147	2.28	0.285	-145.15	1.10	10.2
6.50	0.485	64.85	2.260	-23.66	0.155	-4.15	0.291	-150.18	1.10	9.7
7.00	0.498	55.95	2.109	-32.75	0.163	-10.60	0.287	-154.60	1.09	9.2
7.50	0.514	47.03	1.978	-41.81	0.170	-17.22	0.279	-158.90	1.09	8.8
8.00	0.533	38.18	1.861	-50.95	0.176	-23.96	0.262	-162.87	1.09	8.4
8.50	0.558	29.93	1.755	-60.07	0.181	-30.61	0.244	-168.45	1.09	8.1
9.00	0.586	22.10	1.658	-69.20	0.186	-37.43	0.224	-175.58	1.07	7.8
9.50	0.616	14.75	1.568	-78.26	0.190	-44.07	0.206	-176.14	1.06	7.7
10.00	0.643	8.23	1.489	-87.24	0.194	-50.92	0.191	-167.23	1.04	7.6
10.50	0.669	1.93	1.415	-96.42	0.196	-57.75	0.178	-158.39	1.02	7.7
11.00	0.691	-4.15	1.347	-105.57	0.198	-64.56	0.166	-151.79	1.00	8.2
11.50	0.709	-10.52	1.286	-114.82	0.200	-71.54	0.153	-147.66	0.99	8.1
12.00	0.725	-17.06	1.229	-124.30	0.201	-78.71	0.135	-147.52	0.98	7.9
12.50	0.746	-23.83	1.172	-133.88	0.202	-85.96	0.110	-151.92	0.97	7.6
13.00	0.766	-31.30	1.115	-143.85	0.200	-93.76	0.084	-160.86	0.97	7.5
13.50	0.787	-39.12	1.055	-153.89	0.196	-101.42	0.066	-176.40	0.98	7.3
14.00	0.809	-46.23	0.996	-163.89	0.191	-108.56	0.063	-144.57	0.99	7.2
14.50	0.829	-53.03	0.936	-173.90	0.186	-115.98	0.078	-121.33	1.00	6.6
15.00	0.847	-59.39	0.879	-176.00	0.180	-123.53	0.102	-112.73	1.02	6.0
15.50	0.864	-65.18	0.828	-165.89	0.173	-130.77	0.122	-114.28	1.03	5.8
16.00	0.875	-71.13	0.779	-155.45	0.166	-138.24	0.141	-119.68	1.06	5.2
16.50	0.879	-77.09	0.731	-144.58	0.158	-146.13	0.160	-127.09	1.14	4.4
17.00	0.885	-82.91	0.681	-133.70	0.148	-153.64	0.188	-133.94	1.24	3.7
17.50	0.888	-89.06	0.633	-122.64	0.137	-160.49	0.225	-141.26	1.40	2.9
18.00	0.887	-95.33	0.595	-112.04	0.129	-167.16	0.263	-146.76	1.56	2.2

3.6 RANGKAIAN DC BIAS

Rangkaian DC bias pada rancang bangun ini menggunakan *supply* tegangan bias DC $V_{CC} = 5 V$ dengan arus $I_C = 20 mA$, $V_{CE} = 2 V$. Gambar 3.4 menunjukkan titik kerja dari sebuah transistor BJT yang dibias untuk bekerja pada

kelas A. Ciri-ciri transistor yang bekerja pada kelas A yaitu titik kerjanya berada ditengah-tengah garis beban (dalam hal ini diambil $I_B = 255 \mu A$).



Gambar 3.4 Arus *collector* vs tegangan *emitter*

Untuk mendapatkan rangkaian dasar bias DC seperti pada Gambar 3.4, penulis melakukan perhitungan menggunakan persamaan-persamaan pada transistor *common emitter*. Berikut adalah perhitungannya:

Dengan:

$$V_{CC} = 5V$$

$$I_C = 20mA$$

$$V_{CE} = 2V \text{ dan}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{255 \cdot 10^{-6}} = 78,43 \approx 70 \quad (3.1)$$

Dan beberapa penyesuaian ukuran komponen yang didapat dari perhitungan dengan ukuran komponen yang tersedia di pasaran:

$$V_E = \frac{1}{10} \times V_{CC} = \frac{1}{10} \times 5 = 0,5V \quad (3.2)$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{0,5}{20 \cdot 10^{-3}} = 25\Omega \approx 51\Omega \quad (3.3)$$

(di pasaran tidak tersedia resistor bernilai 25Ω, untuk itu dipilih nilai terdekat yang tersedia, yaitu 51Ω)

$$R_C = \frac{V_C}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{5 - 2 - 0,5}{20 \times 10^{-3}} = 125\Omega \approx 100\Omega \quad (3.4)$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0,7 + 0,5 = 1,2V \quad (3.5)$$

$$R_2 \leq \frac{1}{10} \beta R_E \quad (3.6)$$

$$R_2 \leq \frac{1}{10} \times 70 \times 30 \quad (3.7)$$

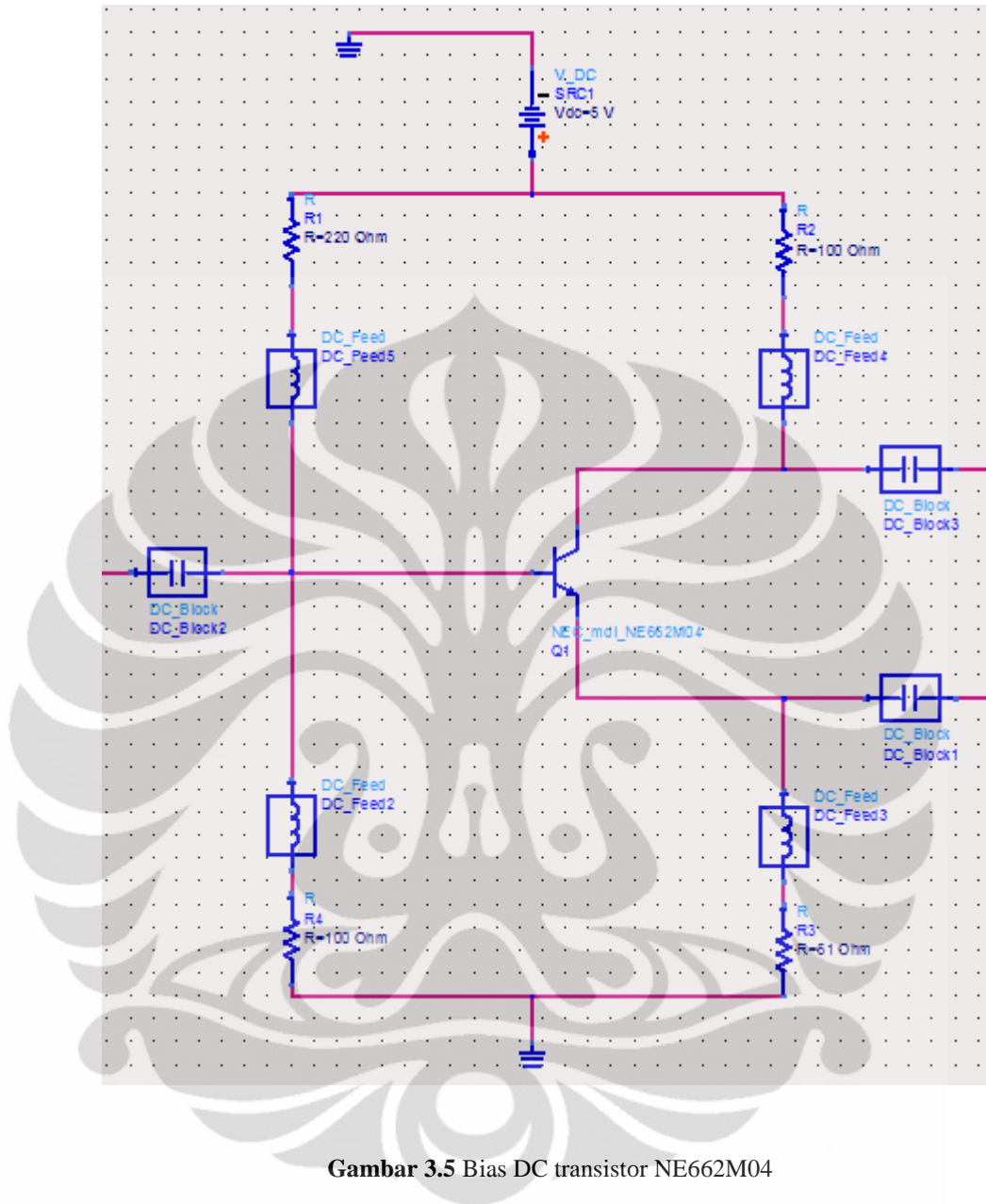
dari persamaan kita dapatkan $R_2 \leq 210\Omega$, sehingga dapat kita ambil $R_2 \approx 100\Omega$

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (3.8)$$

$$R_1 + R_2 = \frac{R_2 V_{CC}}{V_B} \quad (3.9)$$

$$R_1 = \frac{100 \cdot 5}{1,2} - 210 = 201\Omega \approx 220\Omega \quad (3.10)$$

Gambar 3.5 menunjukkan gambar rangkaian awal HPA dengan bias DC, dilengkapi dengan induktor sebagai *DC feed* yang berfungsi untuk menahan tegangan AC dan hanya melewatkan tegangan DC untuk mem-bias transistor, juga kapasitor sebagai *DC block* pada bagian *input matching* dan *output matching* untuk menahan tegangan DC dan hanya melewatkan tegangan AC yang berupa sinyal masukan (pada bagian *input matching*) dan sinyal keluaran (pada bagian *output matching*).

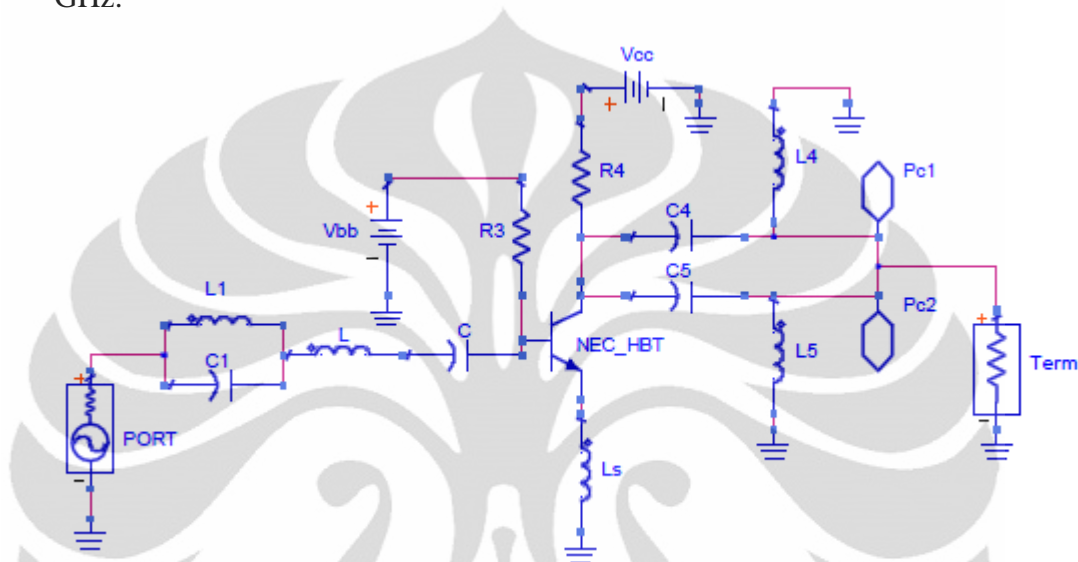


Gambar 3.5 Bias DC transistor NE662M04

3.7 MODIFIKASI RANGKAIAN

Penulis menggunakan referensi berupa publikasi ilmiah berjudul “*A Novel Dual-band Power Amplifier for Wireless Communication*” oleh Hongyun Xie, Lijian He, Pei Shen, Junning Gan, Jia Li, Yiwen Huang, Lu Huang, dan Wanrong Zhang dari *College of Electronic Information and Control Engineering, Beijing University of Technology* yang terletak di Beijing, China. Publikasi ini ada dalam kumpulan jurnal IEEE pada tahun 2009.

Pada publikasi “*A Novel Dual-band Power Amplifier for Wireless Communication*”, digunakan *input matching* rangkaian resonansi LC paralel yang digabung dengan rangkaian resonansi LC seri, *output matching* berupa dua buah rangkaian *matching* tipe L. Gambar 3.6 menunjukkan skematik dari rancangan *dual band* HPA tersebut yang diklaim bekerja pada frekuensi 1,8 GHz dan 2,0 GHz.



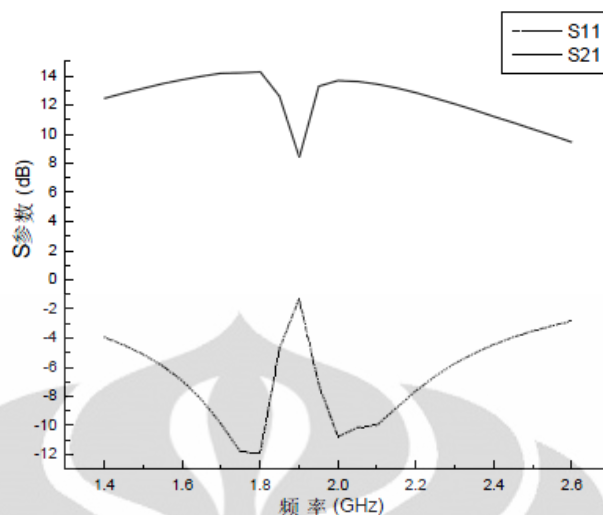
Gambar 3.6 Rangkaian referensi

Nilai-nilai dari komponen-komponen pada Gambar 3.6:

- $L1 = 187,5 \text{ pF}$
- $C1 = 38.1 \text{ pF}$
- $L = 9,335 \text{ nF}$
- $C = 992,95 \text{ fF}$
- $Ls = 0,0003 \text{ nH}$

Rangkaian pada Gambar 3.6 memakai transistor SiGe HBT dari NEC.

Dari hasil simulasi dengan program ADS 2009, didapatkan hasil S_{21} dan S_{11} sebagai berikut:



Gambar 3.7 S_{21} dan S_{11} rangkaian referensi

Dari hasil simulasi rangkaian referensi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.7, dapat dilihat bahwa S_{21} bernilai sangat baik, yaitu berkisar antara 12 dB hingga 14 dB. Tetapi, S_{11} yang diperoleh kurang baik (dengan acuan S_{11} dibawah -15 dB). *Bandwidth* yang terjangkau juga sangat kecil (tidak mencapai target *bandwidth* sebesar 100 MHz).

Oleh karena itu dalam karya tulis ini, penulis hendak mengembangkan rangkaian *dual band* HPA tersebut agar dapat sesuai dengan standar HPA untuk *transmitter* BTS *mobile* WiMAX dan LTE:

- *Dual band* HPA pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz.
- S_{21} lebih besar dari 15 dB.
- S_{11} lebih kecil dari -15 dB.
- *Bandwidth* sebesar 100 MHz.

Untuk mencapai tujuan tersebut, penulis melakukan beberapa modifikasi, yaitu:

- Mengganti transistor SiGe HBT dari NEC menjadi NE662M04.
- Menambahkan komponen pada rangkaian *output matching*
- Mengubah susunan komponen pada rangkaian *input matching*
- Merubah nilai-nilai komponen pada rangkaian *input matching* dan *output matching*
- Merangkai seri dua buah transistor untuk meningkatkan *gain* dan kestabilan

Modifikasi-modifikasi pada rangkaian *input matching* dan *output matching* akan dibahas pada bagian 3.8.

3.8 RANGKAIAN *MATCHING*

Analisis rangkaian *matching impedance* ini bertujuan untuk menyesuaikan antara impedansi yang ada pada konektor (50 ohm) dengan impedansi pada transistor, baik pada *input* maupun *output* dari rangkaian. Penyesuaian impedansi ini bertujuan untuk mengurangi *return of loss* yang terjadi. Selain itu dengan adanya penyesuaian impedansi dapat memperbaiki kestabilan transistor tersebut sehingga didapat nilai K yang lebih besar dari satu.

Kinerja *dual band* dari rancangan HPA ini dihasilkan dari rangkaian *input* dan *output matching* yang beresonansi pada dua frekuensi, yaitu 2,3 GHz dan 2,6 GHz. Rangkaian resonansi ini terdiri dari induktor dan kapasitor sebagai komponen-komponen utamanya. Dengan memanfaatkan sifat-sifat istimewa dari kapasitor dan induktor, dapat dirancang sebuah rangkaian yang bekerja pada frekuensi yang diinginkan. Tabel 3.3 menunjukkan sifat-sifat dari komponen kapasitor dan induktor:

Tabel 3.3 Karakteristik kapasitor dan induktor

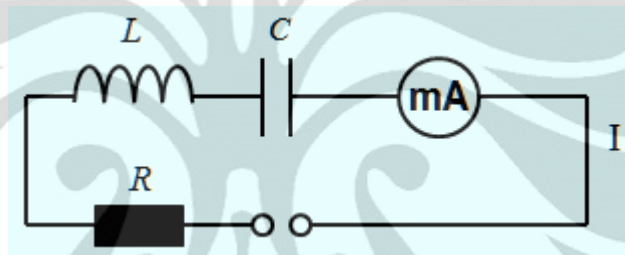
	Kapasitor	Induktor
Persamaan	$C = \frac{q}{V}$	$L = \frac{\phi_B}{I}$
Persamaan diferensial	$I = C \frac{dV}{dt}$	$\varepsilon = -L \frac{dI}{dt}$
Melawan perubahan	V	I
Penyimpanan energi	$U_E = \frac{1}{2} C V^2$	$U_B = \frac{1}{2} L I^2$
Sifat pada frekuensi rendah	Open circuit	Short circuit
Sifat pada frekuensi tinggi	Short circuit	Open circuit
Reaktansi	$X_C = 1 / \omega C$	$X_L = \omega L$
Fasa	I mendahului 90°	V mendahului 90°

Rangkaian *LC* mempunyai banyak variasi sebagai rangkaian resonansi atau rangkaian pengatur frekuensi. Ia terdiri dari induktor (*L*) dan kapasitor (*C*). Ketika terhubung, arus listrik akan mengalir bergantian diantara kedua komponen

tersebut pada frekuensi resonansi. Efek resonansi terjadi ketika reaktansi kapasitif dan induktif bernilai sama.

Pada resonansi seri, R , L , dan C dipasang seri pada suatu rangkaian. Reaktansi induktif (X_L) meningkat seiring dengan meningkatnya frekuensi, sebaliknya reaktansi kapasitif (X_C) menurun seiring dengan meningkatnya frekuensi. Pada frekuensi tertentu, kedua reaktansi ini mempunyai nilai yang sama tetapi dengan fasa yang berbeda. Frekuensi saat hal ini terjadi disebut sebagai frekuensi resonansi.

3.8.1 LC Yang Dipasang Seri



Gambar 3.8 Rangkaian LC seri

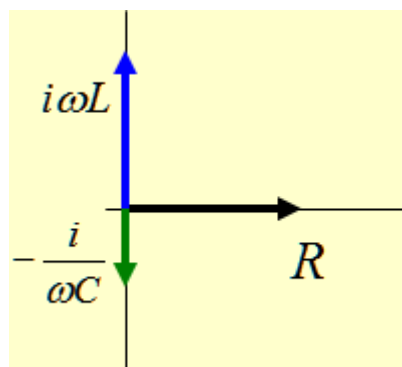
Berikut adalah komponen-komponen impedansi pada rangkaian dari Gambar 3.8:

$$R \quad (3.11)$$

$$R_L = i\omega L \quad (3.12)$$

$$R_C = -\frac{i}{\omega C} \quad (3.13)$$

Diagram fasor dari rangkaian pada Gambar 3.8 tampak pada Gambar 3.9.



Gambar 3.9 Diagram fasor rangkaian LC seri

Impedansi rangkaian:

$$Z = R + i\omega L - \frac{i}{\omega C} \quad (3.14)$$

$$Z = R + i\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (3.15)$$

$$Z \text{ akan bernilai minimum jika } \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = 0 \quad (3.16)$$

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (3.17)$$

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} \quad (3.18)$$

$$4\pi^2 f^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.19)$$

$$f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC} \quad (3.20)$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (3.21)$$

f merupakan frekuensi resonansi dari rangkaian LC yang dipasang seri

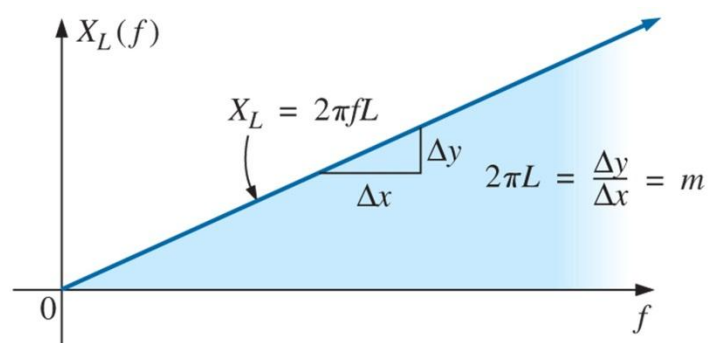
Untuk mengetahui karakteristik dari rangkaian LC yang dipasang secara seri, perlu dipahami impedansi induktor dan impedansi kapasitor.

Impedansi induktor:

$$X_L = 2\pi fL \quad (3.22)$$

persamaan X_L tersebut identik dengan:

$y = mx + b$, yaitu suatu persamaan garis lurus

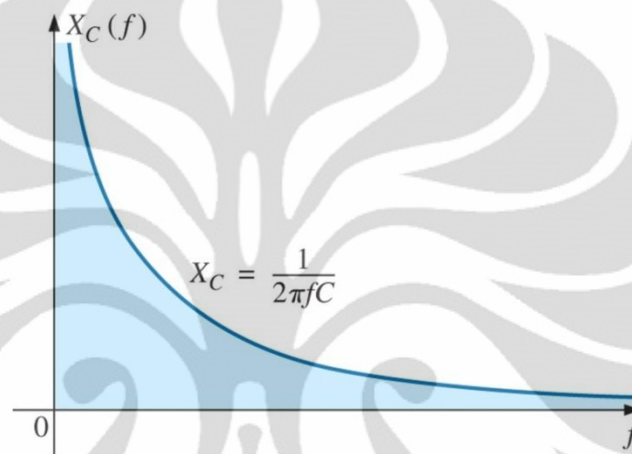


Gambar 3.10 Impedansi induktor

Impedansi kapasitor:

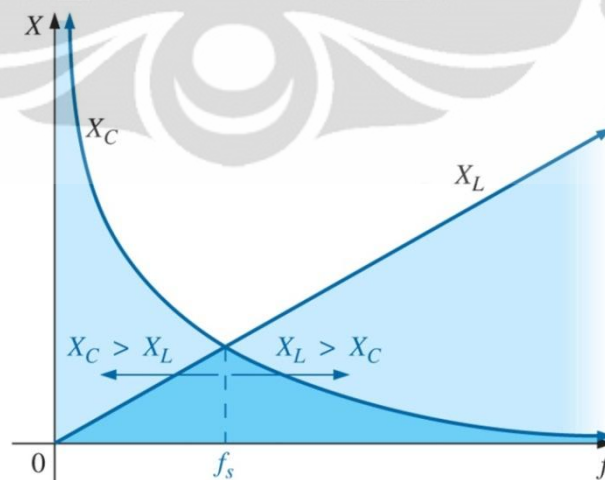
$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (3.23)$$

Dapat diperhatikan pada Gambar 3.11 bahwa grafik dari reaktansi kapasitif versus frekuensi adalah berupa hiperbola. Ia mempunyai nilai yang sangat besar pada frekuensi rendah dan turun dengan cepat seiring pertambahan frekuensi



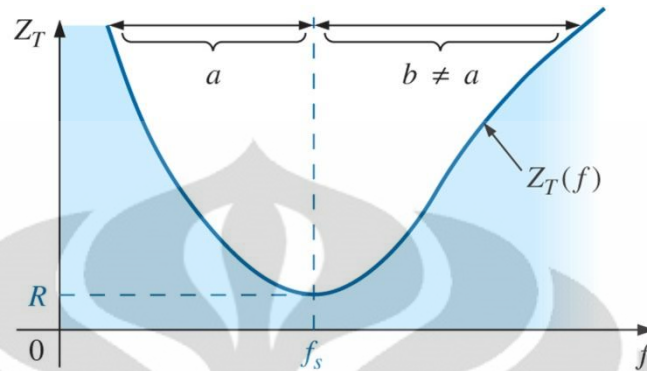
Gambar 3.11 Impedansi kapasitor

Kondisi akhir dari resonansi dapat diketahui dengan mencari titik perpotongan dari dua grafik pada sumbu yang sama, seperti yang tampak pada Gambar 3.12:



Gambar 3.12 Perpotongan impedansi kapasitor dan induktor

Dari persamaan $Z_T = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ didapatkan grafik seperti yang tampak pada Gambar 3.13:



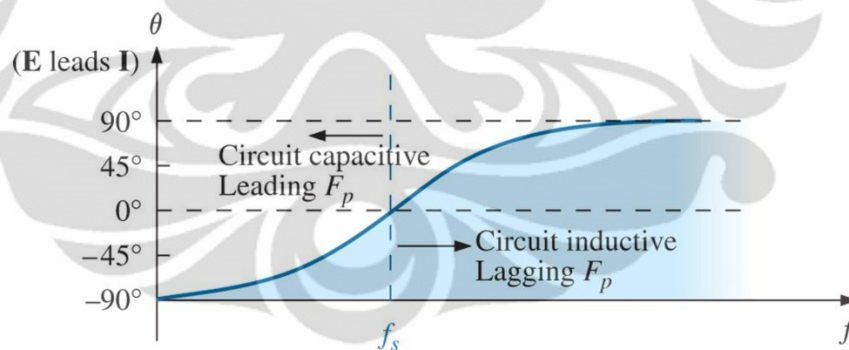
Gambar 3.13 Grafik impedansi rangkaian *LC* seri

Untuk rangkaian resonansi seri, jika:

$f < f_s$, rangkaian bersifat kapasitif, *I* mendahului *E*

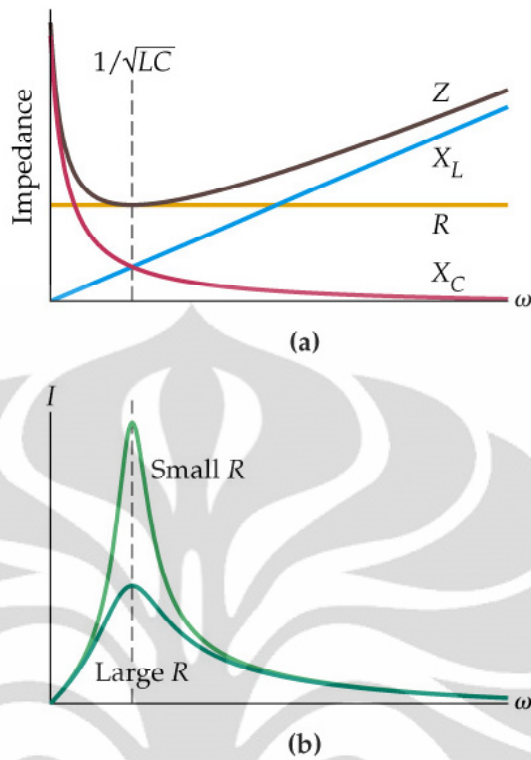
$f > f_s$, rangkaian bersifat induktif, *E* mendahului *I*

$f = f_s$, rangkaian bersifat resistif, *I* dan *E* sefasa



Gambar 3.14 Sudut rangkaian *LC* seri

Resonansi terjadi pada frekuensi yang sama, tidak bergantung pada nilai *R*. Semakin kecil nilai *R*, kurva menjadi semakin sempit dan semakin tinggi. Secara teoritis, jika *R* bernilai 0, maka arus akan menjadi tak terhingga pada resonansi, tetapi kenyataannya, rangkaian yang sesungguhnya selalu mempunyai hambatan.



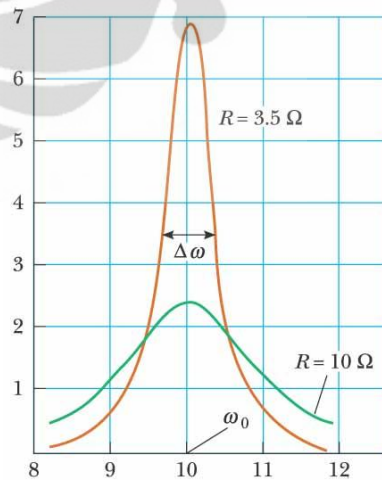
Gambar 3.15 Grafik impedansi pada rangkaian LC seri

Daya dapat diekspresikan sebagai fungsi dari frekuensi pada rangkaian RLC dinyatakan oleh

$$P_{av} = \frac{(\Delta V_{rms})^2 R \omega^2}{R^2 \omega^2 + L^2 (\omega^2 - \omega_o^2)^2} \quad (3.24)$$

P_{av} (μW)

$L = 5.0 \mu H$
 $C = 2.0 nF$
 $\Delta V_{rms} = 5.0 mV$
 $\omega_o = 1.0 \times 10^7 rad/s$



Gambar 3.16 Daya rata-rata frekuensi resonansi

Gambar 3.16 menunjukkan bahwa pada frekuensi resonansi, daya rata-rata bernilai maksimum.

Faktor kualitas Q :

Parameter Q digunakan untuk mendeskripsikan ketajaman dari puncak resonansi. Q pada rangkaian resonansi seri merupakan ukuran dari kualitas rangkaian resonansi. Q didefinisikan dengan

$$Q = 2\pi \frac{U_{\max}}{\Delta U} \quad (3.25)$$

dimana U_{\max} adalah energi maksimum yang disimpan dalam sistem, ΔU adalah energi yang terdisipasi dalam satu siklus

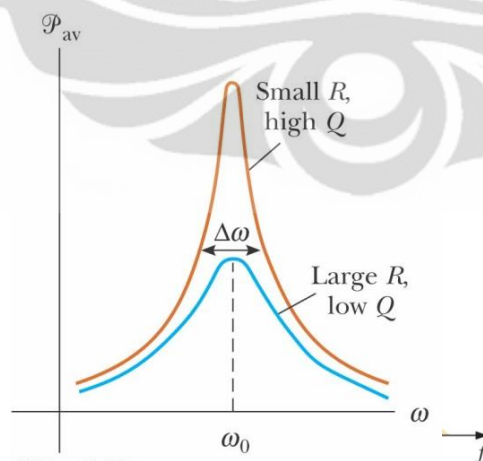
Untuk rangkaian RLC:

$$U_{\max} = \frac{1}{2} LI_{\max}^2 \quad (3.26)$$

$$\Delta U = \frac{1}{2} I_{\max}^2 RT = \frac{1}{2} I_{\max}^2 R \left(\frac{2\pi}{\omega_{res}} \right) \quad (3.27)$$

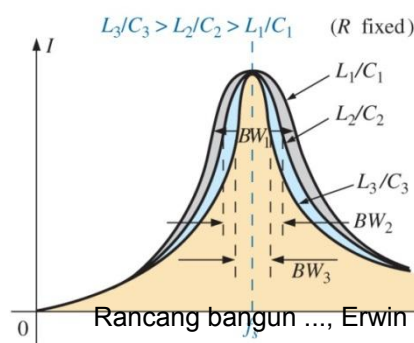
$$Q = 2\pi \frac{\frac{1}{2} LI_{\max}^2}{\frac{1}{2} I_{\max}^2 R \left(\frac{2\pi}{\omega_{res}} \right)} = \frac{\omega_{res} L}{R} \quad (3.28)$$

Rangkaian dengan Q yang tinggi memiliki rentang frekuensi yang sempit, sedangkan rangkaian dengan Q yang rendah mempunyai rentang frekuensi yang lebih lebar. Nilai Q pada rangkaian elektronik bernilai antara 10 hingga 100. Grafik perbandingan antara Q rendah dan Q tinggi tampak pada Gambar 3.17.



Gambar 3.17 Grafik perbandingan Q rendah dengan Q tinggi

(a)



Gambar 3.18 Pengaruh R dan L/C terhadap bandwidth

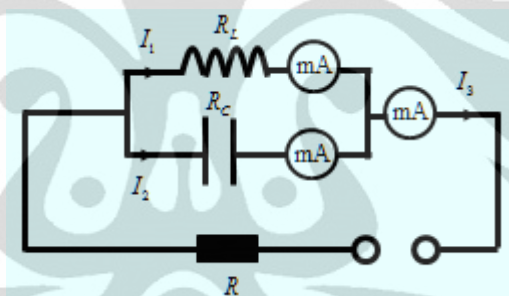
Rancang bangun ..., Erwin Sugijono, FT UI, 2011

(b)



Dari Gambar 3.18 tampak bahwa semakin kecil R , *bandwidth* semakin sempit, arus semakin besar, dan tingkat selektifitas pada frekuensi tertentu semakin baik (kurva semakin runcing). Sebaliknya semakin besar R , *bandwidth* semakin lebar, arus semakin kecil, dan tingkat selektifitas pada frekuensi tertentu kurang baik (kurva semakin landai). Selain itu, untuk R yang dijaga tetap tampak bahwa nilai arus akan sama. Perbedaannya adalah pada semakin besar nilai L/C , *bandwidth* semakin sempit; sebaliknya semakin kecil nilai L/C , *bandwidth* semakin lebar.

3.8.2 LC Yang Dipasang Paralel



Gambar 3.19 Rangkaian LC paralel

Berikut adalah komponen-komponen impedansi pada rangkaian dari Gambar 3.19:

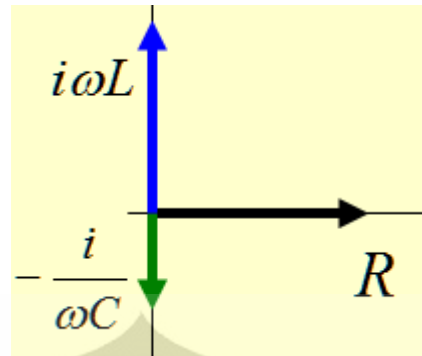
$$R \quad (3.29)$$

$$R_L = i\omega L \quad (3.30)$$

$$R_C = -\frac{i}{\omega C} \quad (3.31)$$

Pada resonansi paralel, L dan C terhubung secara paralel dengan sumber daya AC. Ketika X_L bernilai sama dengan X_C , mereka akan saling meniadakan. Hal ini menyebabkan arus yang mengalir menjadi minimum dan impedansi menjadi maksimum.

Diagram fasor:



Gambar 3.20 Diagram fasor rangkaian LC paralel

Impedansi rangkaian:

$$I = \frac{U}{Z} \quad (3.32)$$

$$Z = Z_1 + R \quad (3.33)$$

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C} \quad (3.34)$$

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{1}{i\omega L} + \frac{1}{-\frac{i}{\omega C}} \quad (3.35)$$

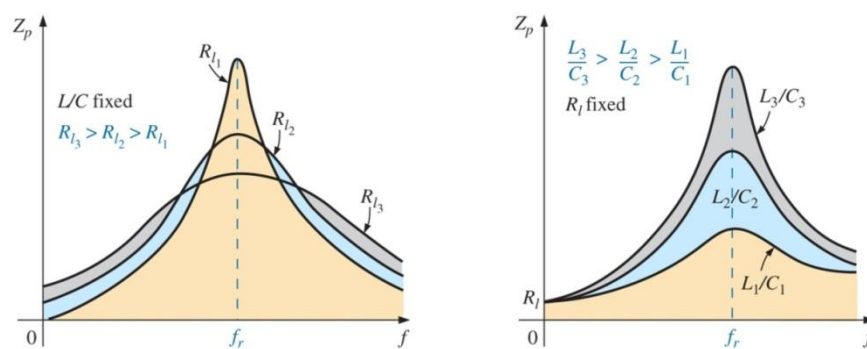
$$Z = R + \frac{i\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3.36)$$

Z bernilai maksimum ketika:

$$1 - \omega^2 LC = 0 \Rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.37)$$

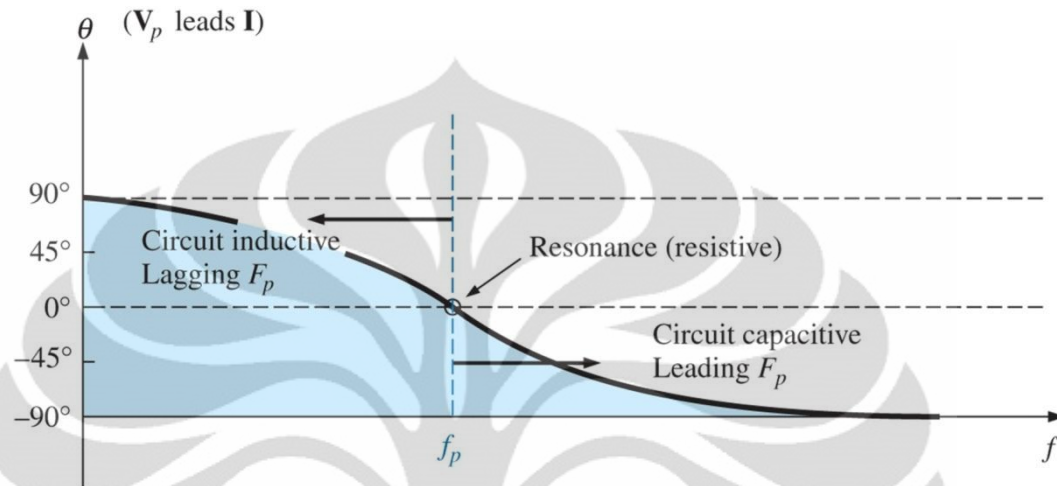
Jadi, frekuensi resonansi dari rangkaian LC paralel:

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.38)$$



Gambar 3.21 Pengaruh R dan L/C terhadap impedansi pada rangkaian LC paralel

Ketika rangkaian berada pada kondisi resonansi dan R dinaikkan atau L/C diturunkan, dapat dilihat impedansi resonansi menjadi turun. Penurunan dari impedansi akan diiringi dengan kenaikan arus. Untuk R yang semakin meningkat dan L/C yang semakin menurun, *bandwidth* dari rangkaian juga akan meningkat.



Gambar 3.22 Sudut pada rangkaian LC paralel

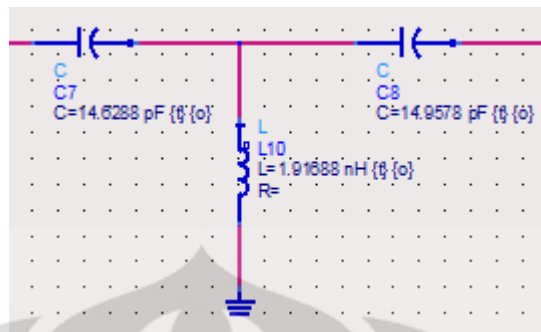
Dari gambar tampak bahwa:

- Pada frekuensi rendah, rangkaian paralel bersifat induktif
- Pada frekuensi tinggi, rangkaian paralel bersifat kapasitif
- Pada frekuensi resonansi (f_p), rangkaian bersifat resistif

Hal ini merupakan kebalikan dari rangkaian resonansi seri.

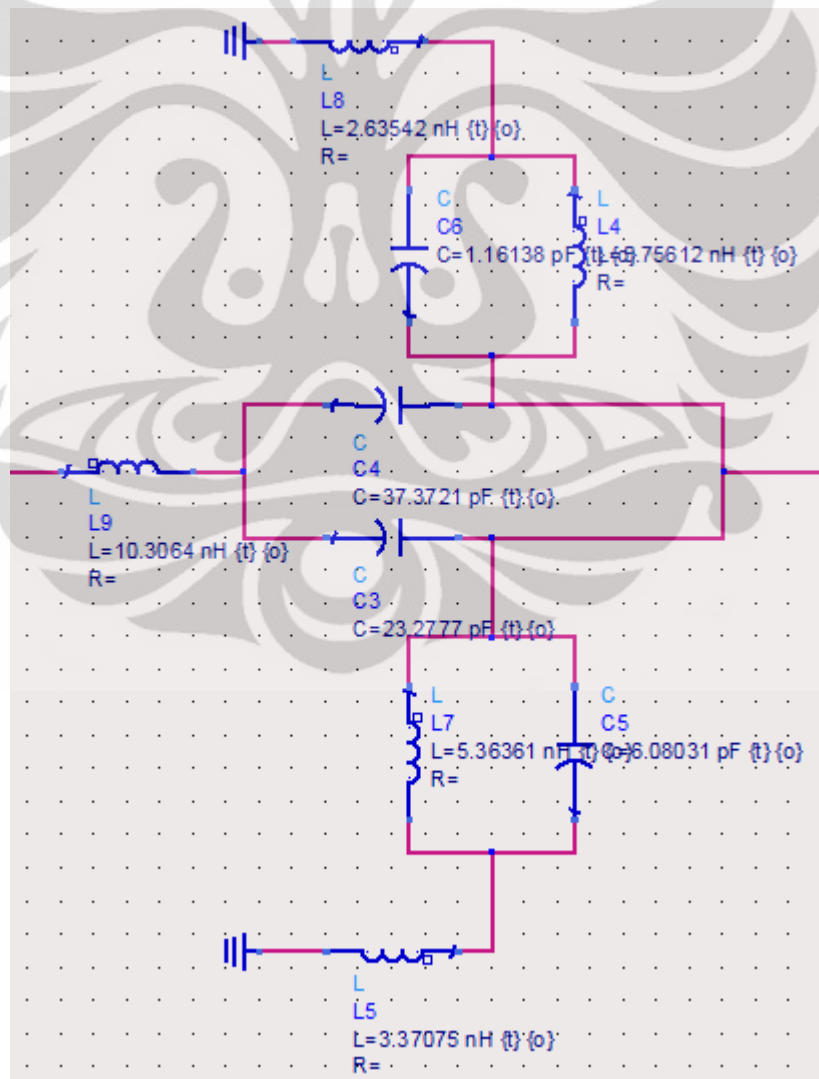
3.8.3 Rangkaian *Matching* Hasil Modifikasi

Rangkaian input matching:



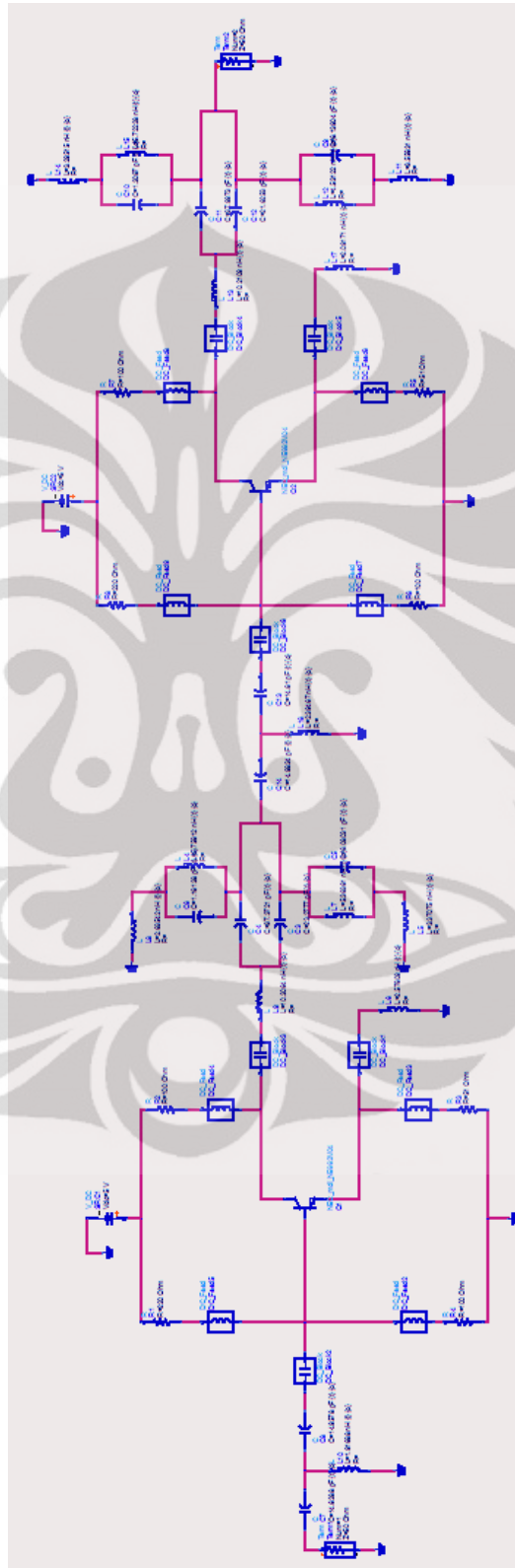
Gambar 3.23 *Input matching* rancangan

Rangkaian output matching:



Gambar 3.24 *Output matching* rancangan

Rangkaian keseluruhan *dual band HPA*:



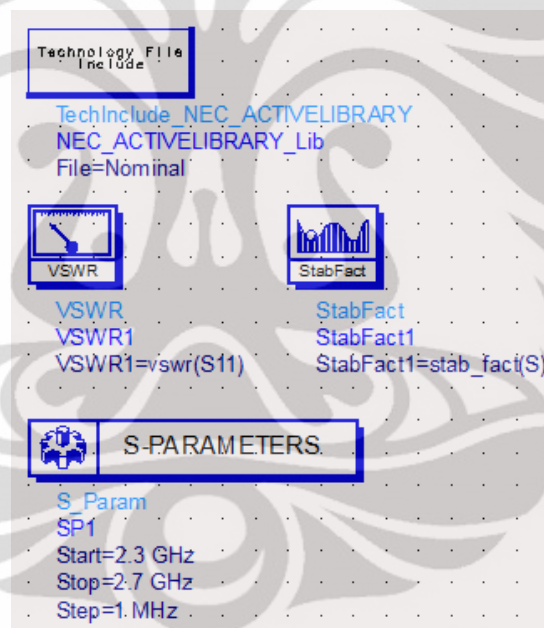
Gambar 3.25 Rancangan rangkaian *dual band high power amplifier*

BAB 4

HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

4.1 Simulasi *Lumped Components High Power Amplifier* Dua Tingkat

HPA pada rancang bangun ini disimulasikan dengan menggunakan software *Advanced Design System* (ADS). Gambar 4.1 merupakan simulator yang digunakan untuk menganalisis rangkaian. Simulator yang digunakan yaitu StabFact untuk melihat nilai kestabilan, VSWR1 untuk mengetahui *Voltage Standing Wave Ratio* rangkaian, dan S-PARAMETERS untuk melihat nilai s-parameter pada rangkaian akhir HPA.

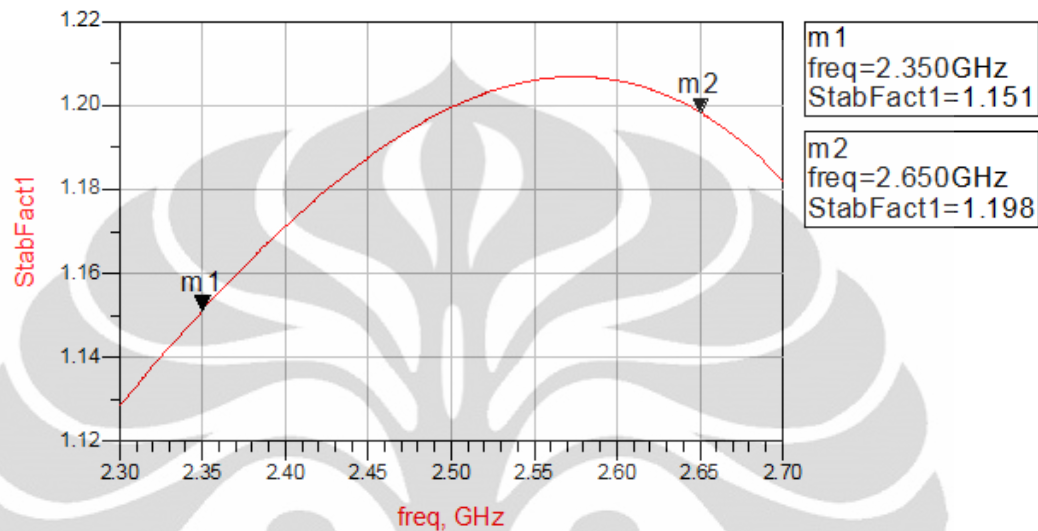


Gambar 4.1 Simulator yang digunakan

4.1.1 Analisis Kestabilan

Suatu rangkaian HPA biasanya sangat direkomendasikan dalam keadaan *unconditionally stable*. Seperti telah dijelaskan sebelumnya pada bab 2 bahwa untuk dapat mengetahui apakah HPA yang telah dirancang telah memenuhi kriteria kestabilan atau tidak, dapat dilihat dari nilai faktor kestabilan K. Nilai dari parameter kestabilan K diharapkan bernilai lebih besar dari satu. Jika kondisi

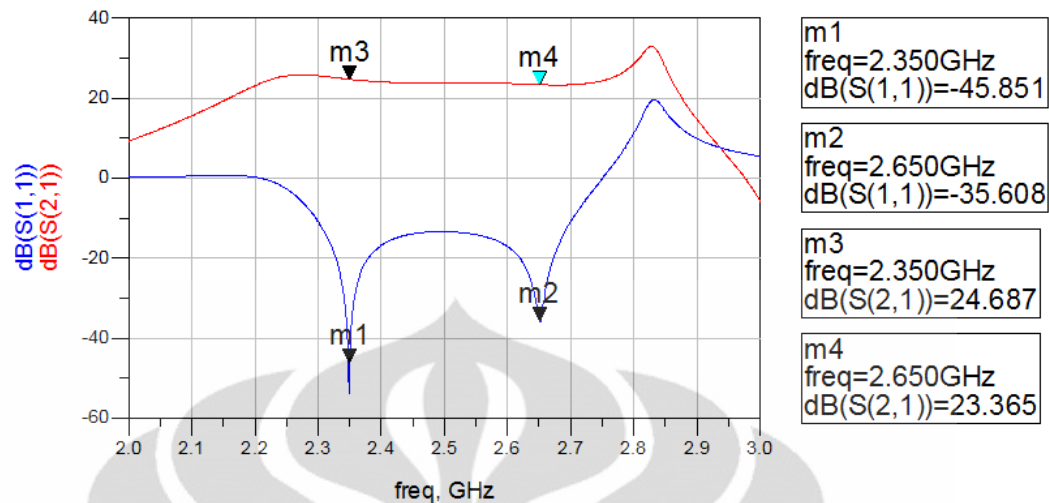
tersebut telah terpenuhi, maka dapat dikatakan bahwa HPA dalam keadaan *unconditionally stable*. Dari Gambar 4.2 dapat dilihat bahwa nilai K lebih besar dari 1 untuk rentang frekuensi 2,3 – 2,4 GHz dan 2,6 – 2,7 GHz. Hal ini menandakan bahwa HPA telah mencapai kondisi stabil.



Gambar 4.2 Parameter kestabilan K

4.1.2 Analisis S-Parameter

Matching impedance dari suatu rangkaian akan mempengaruhi nilai *return of loss* dari rangkaian tersebut. Standar *return of loss* dari suatu rangkaian yaitu di bawah -15 dB. Berdasarkan spesifikasi *power amplifier* yang diinginkan pada Bab 3, HPA pada rancang bangun ini dapat dikatakan *matched* apabila telah memenuhi standar *return of loss*. Gambar 4.3 merupakan gambar hasil simulasi rangkaian HPA untuk parameter S_{21} dan S_{11} .



Gambar 4.3 Hasil simulasi S-Parameter

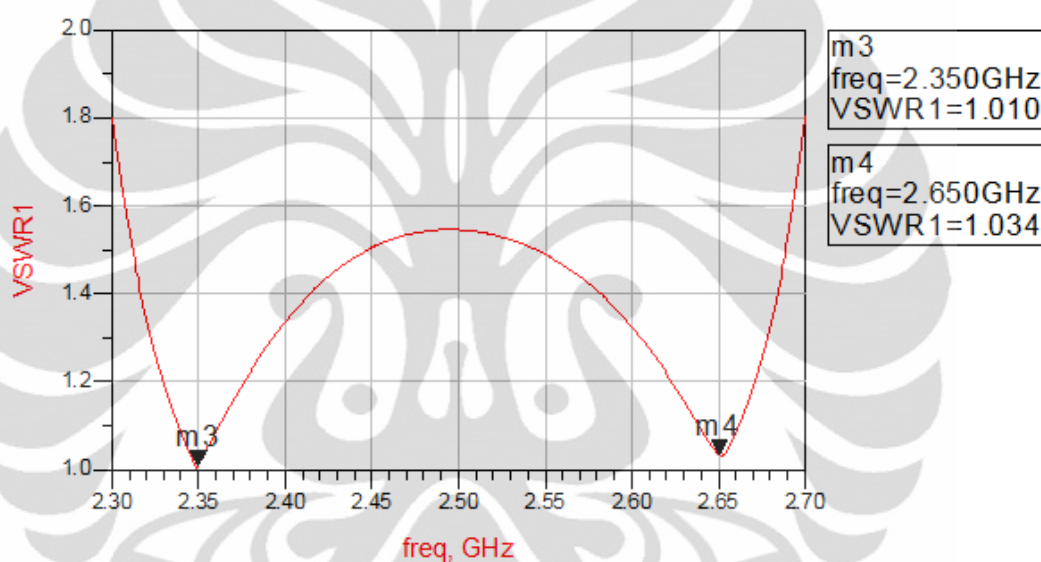
Pada Gambar 4.3 dapat dilihat bahwa grafik dari S_{11} dan S_{22} baik pada hasil simulasi memiliki nilai S_{11} terendah pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz. Hal ini sesuai dengan diharapkan yaitu nilai *return loss* bernilai lebih kecil dari -15 dB. *Bandwidth* sebesar 100 MHz yang terdapat pada rentang 2,3 – 2,4 GHz dan 2,6 – 2,7 GHz juga telah terpenuhi. Nilai S_{21} yang diperoleh juga sesuai dengan yang diharapkan karena bernilai lebih besar dari 15 dB. Lebih lengkapnya, hasil simulasi S-Parameter setiap selang 50 MHz mulai dari frekuensi 2 GHz hingga 3 GHz dapat dilihat pada Tabel 4.1

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
2.000 GHz	1.019 / 104.677	0.011 / 32.588	2.908 / 12.811	1.008 / 100.148
2.050 GHz	1.037 / 95.764	0.017 / 24.819	4.100 / 4.103	1.017 / 87.914
2.100 GHz	1.061 / 83.855	0.026 / 14.414	6.010 / -7.226	1.028 / 71.406
2.150 GHz	1.080 / 66.559	0.044 / -0.925	9.213 / -23.474	1.039 / 47.086
2.200 GHz	1.027 / 39.399	0.074 / -25.532	14.274 / -48.976	1.011 / 8.151
2.250 GHz	0.731 / -0.097	0.106 / -61.653	18.989 / -85.979	0.845 / -51.642
2.300 GHz	0.286 / -39.908	0.115 / -96.830	19.014 / -122.0...	0.620 / -119.587
2.350 GHz	0.005 / 131.458	0.111 / -121.755	17.154 / -147.8...	0.503 / -174.234
2.400 GHz	0.144 / 83.629	0.111 / -140.419	15.925 / -167.3...	0.423 / 145.467
2.450 GHz	0.202 / 55.652	0.115 / -157.137	15.473 / 175.1...	0.322 / 108.632
2.500 GHz	0.214 / 24.072	0.123 / -174.238	15.464 / 157.1...	0.206 / 56.950
2.550 GHz	0.197 / -10.969	0.132 / 167.441	15.482 / 138.0...	0.209 / -30.022
2.600 GHz	0.140 / -45.060	0.138 / 148.497	15.208 / 118.3...	0.386 / -85.687
2.650 GHz	0.017 / -10.673	0.142 / 130.380	14.731 / 99.389	0.576 / -119.087
2.700 GHz	0.287 / 65.382	0.151 / 113.942	14.678 / 82.159	0.721 / -145.807
2.750 GHz	0.987 / 43.487	0.179 / 97.935	16.452 / 65.368	0.823 / -173.350
2.800 GHz	3.676 / 12.004	0.308 / 71.900	26.677 / 38.556	0.966 / 132.664
2.850 GHz	6.821 / -111.217	0.292 / -46.864	23.901 / -80.978	1.230 / -77.454
2.900 GHz	3.116 / -147.398	0.069 / -79.348	5.385 / -114.224	1.022 / -141.593
2.950 GHz	2.250 / -160.670	0.024 / -89.423	1.796 / -125.057	1.002 / -161.467
3.000 GHz	1.883 / -169.541	0.007 / -95.369	0.517 / -131.755	1.000 / -172.906

Tabel 4.1 Hasil simulasi S-Parameter

4.1.3 Simulasi VSWR

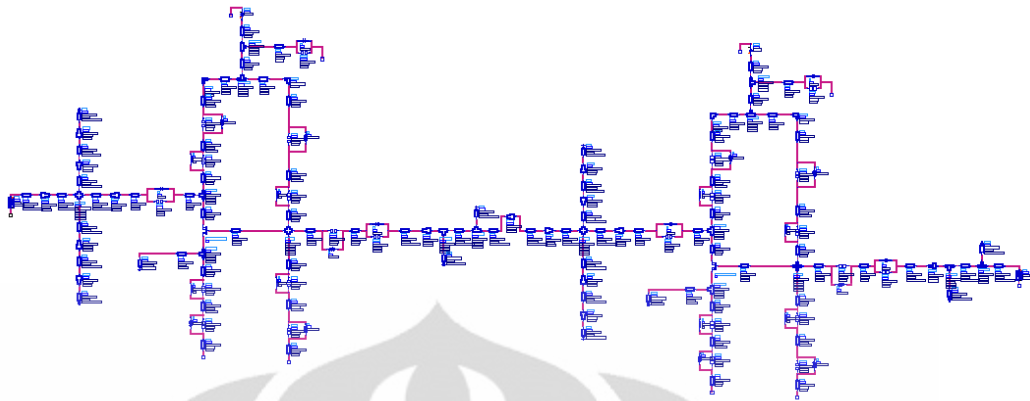
VSWR pada rangkaian ideal bernilai satu. Semakin VSWR mendekati satu, rangkaian semakin baik. Dari Gambar 4.4 tampak bahwa hasil simulasi rangkaian bernilai mendekati satu pada frekuensi tengah 2,3 GHz dan 2,6 GHz. Pada frekuensi ujung di 2,3 GHz dan 2,7 GHz, VSWR masih bernilai cukup baik, yaitu sekitar 1,8. Dalam hal ini, dapat dikatakan hasil simulasi rangkaian ini mempunyai VSWR yang baik karena secara keseluruhan, dari frekuensi 2,3 – 2,4 GHz dan 2,6 – 2,7 GHz VSWR bernilai dibawah dua.



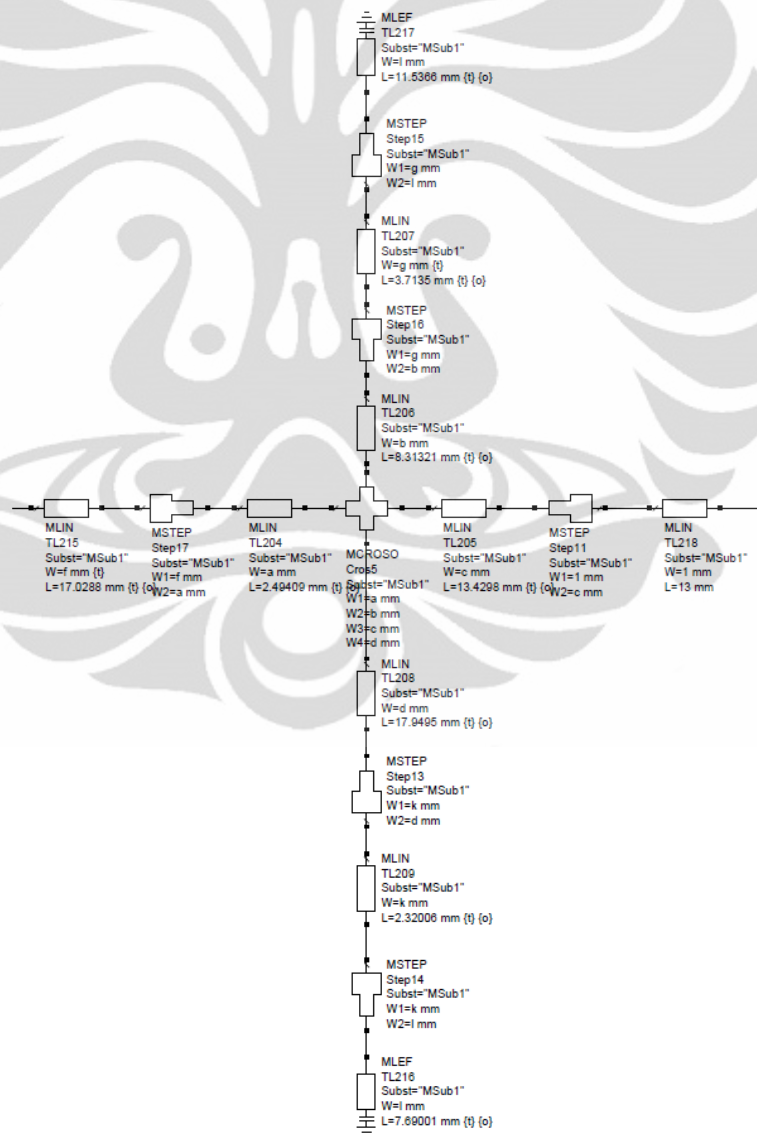
Gambar 4.4 Hasil simulasi VSWR

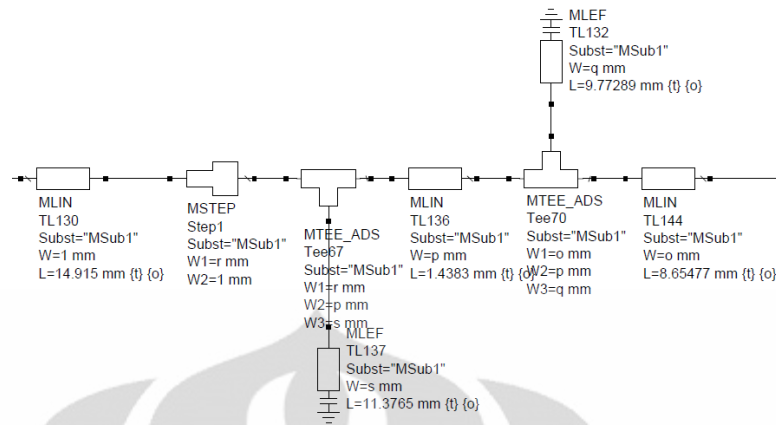
4.2 Simulasi Rangkaian Mikrostrip *High Power Amplifier* Dua Tingkat

HPA yang telah disimulasikan dengan menggunakan *lumped components* selanjutnya dibuat rangkaian mikrostripnya agar siap difabrikasi. Rangkaian mikrostrip HPA dua tingkat ini disimulasikan menggunakan simulator yang sama, yaitu StabFact, VSWR1, dan S-PARAMETERS. Gambar rangkaian mikrostrip tersebut ditunjukkan oleh Gambar 4.5, Gambar 4.6, Gambar 4.7, dan Gambar 4.8.

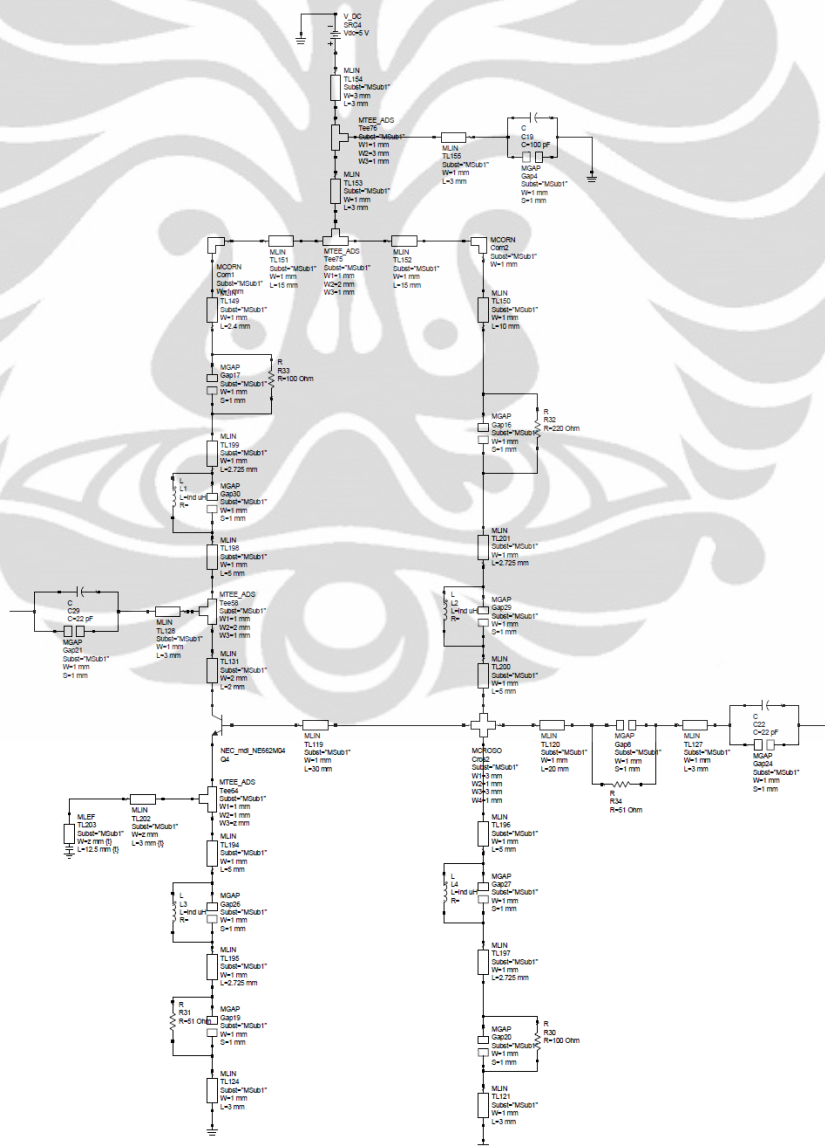


Gambar 4.5 Rangkaian mikrostrip HPA dua tingkat





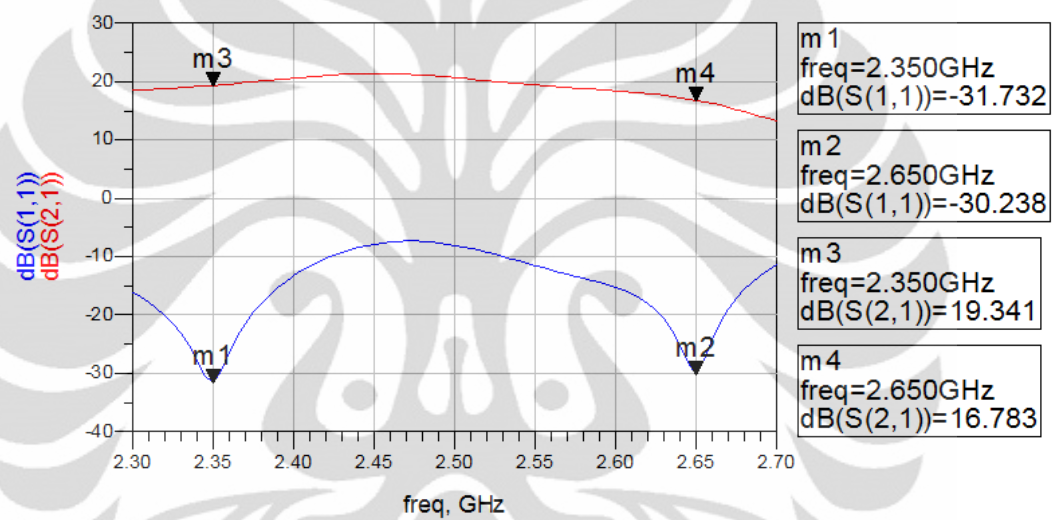
Gambar 4.7 Rangkaian mikrostrip output matching



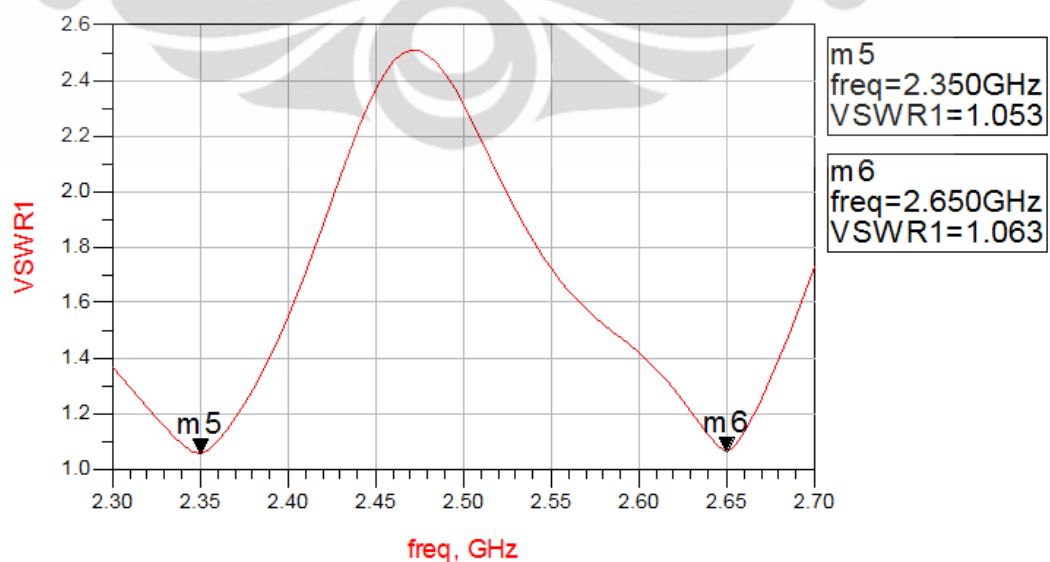
Gambar 4.8 Rangkaian mikrostrip bias DC

4.2.1 Simulasi S-Parameter, VSWR, dan Faktor Kestabilan K Rangkaian Mikrostrip

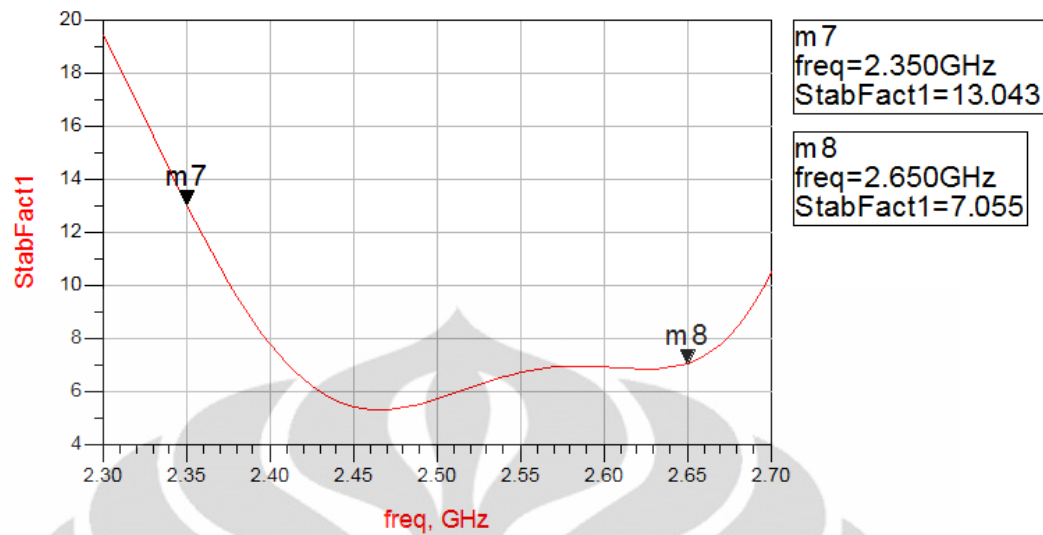
Hasil simulasi pada rangkaian mikrostrip *dual-band* HPA ini mirip dengan hasil simulasi ketika digunakan *lumped components*. Dengan demikian, didapatkan kecocokan antara rangkaian mikrostrip dengan rangkaian *lumped components*. Jadi, dapat digunakan rangkaian *lumped components* untuk menganalisis rangkaian mikrostrip. Hasil simulasi tersebut ditunjukkan oleh Gambar 4.9, Gambar 4.10, dan Gambar 4.11.



Gambar 4.9 Hasil simulasi S-Parameter rangkaian mikrostrip



Gambar 4.10 Hasil simulasi VSWR rangkaian mikrostrip

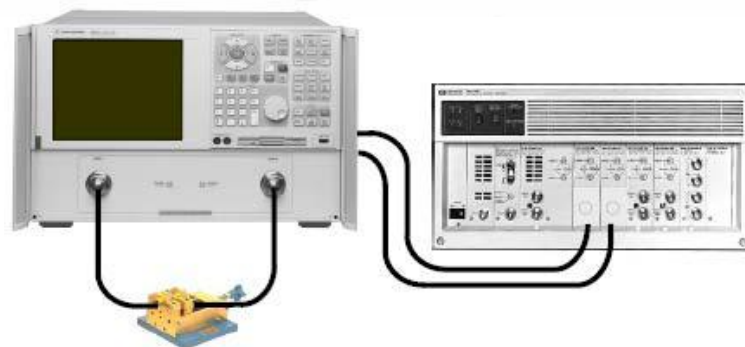


Gambar 4.11 Hasil simulasi faktor kestabilan rangkaian mikrostrip

4.3 Hasil Pengukuran Kinerja HPA Yang Difabrikasi

Rangkaian mikrostrip yang sudah terbukti bagus hasil simulasinya kemudian difabrikasi ke PCB (*Printed Circuit Board*). Cukup mengirim gambar garis-garis hitam ke pabrik untuk memberi bentuk jalur mikrostrip pada PCB, seperti yang tampak pada Gambar 4.12.

Untuk melihat kinerja amplifier yang telah difabrikasi, maka diperlukan pengukuran menggunakan *spectrum analyzer*, untuk kemudian dianalisis kinerjanya. Gambar 4.13 menunjukkan pengukuran rangkaian mikrostrip *dual-band* HPA.



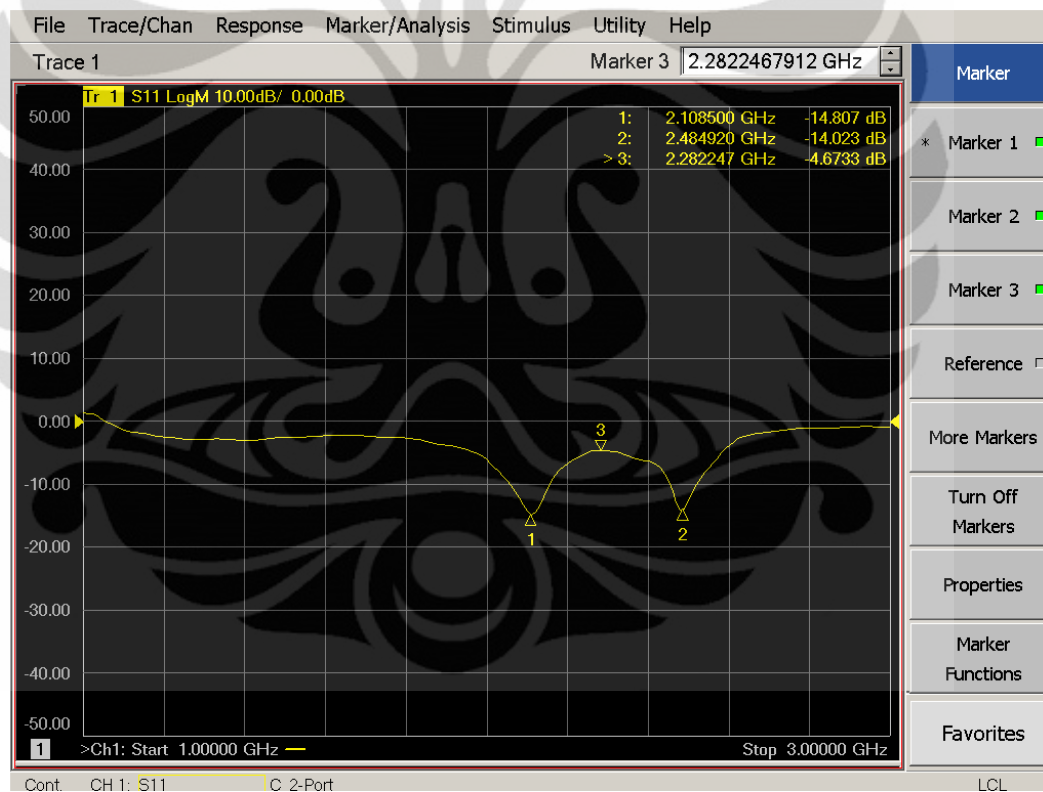
Gambar 4.12 Pengukuran kinerja HPA yang telah difabrikasi



Gambar 4.13 Garis-garis pada PCB

4.3.1 Hasil Pengukuran *Input Return Loss* (S_{11}) Dari HPA

Pada Gambar 4.14 tampak bahwa HPA bekerja pada dua buah frekuensi, yaitu pada 2,108 GHz dan 2,482 GHz. Pada frekuensi 2,108 GHz, S_{11} mencapai -14,807 dB dan pada frekuensi 2,482 GHz, S_{11} mencapai -14,023 dB. Dengan demikian, tujuan rancang bangun *dual band* HPA telah tercapai, dengan frekuensi tengah yang agak bergeser dan nilai S_{11} yang agak meningkat dari hasil simulasi ($S_{11} = -30$ dB). Karena beberapa sebab, frekuensi yang dihasilkan agak bergeser dari frekuensi awal yang diinginkan, yaitu pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz. Hal ini disebabkan karena pengaruh penyolderan dan ketidaktepatan pencetakan jalur.

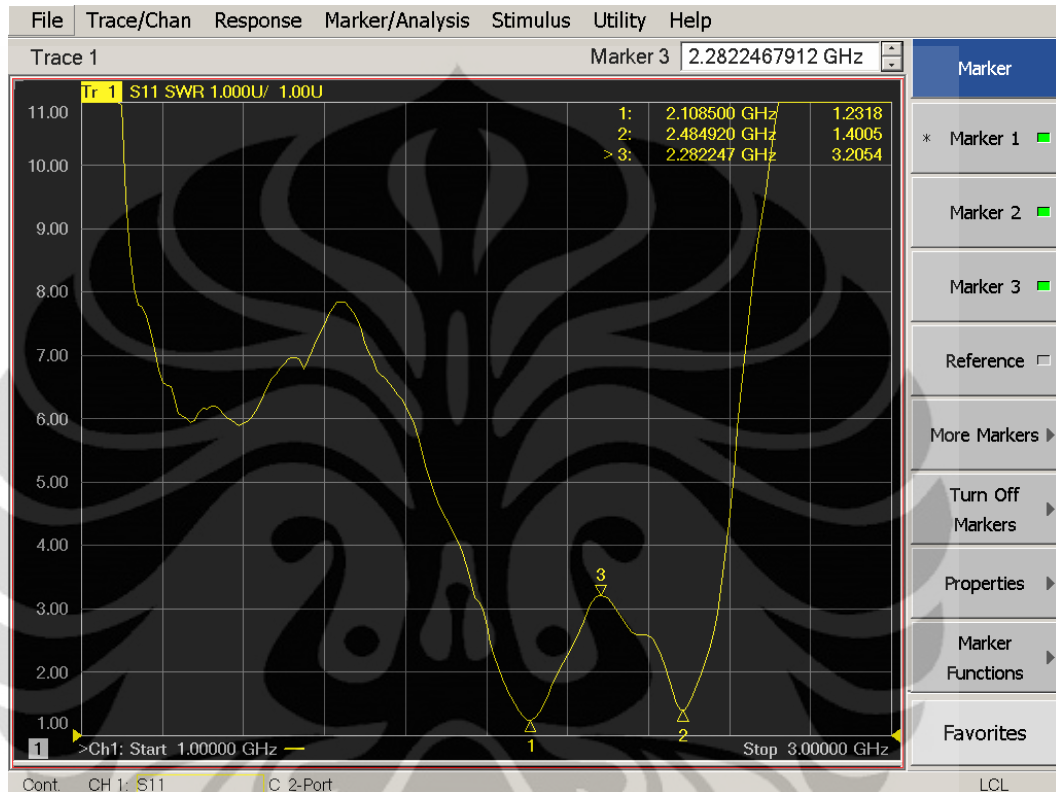


Gambar 4.14 Pengukuran *Input Return Loss* (S_{11}) HPA

4.3.2 Hasil Pengukuran VSWR Dari HPA

Gambar 4.15 menunjukkan hasil pengukuran VSWR pada rangkaian mikrostrip hasil fabrikasi. Tampak pada frekuensi 2,108 GHz, VSWR bernilai

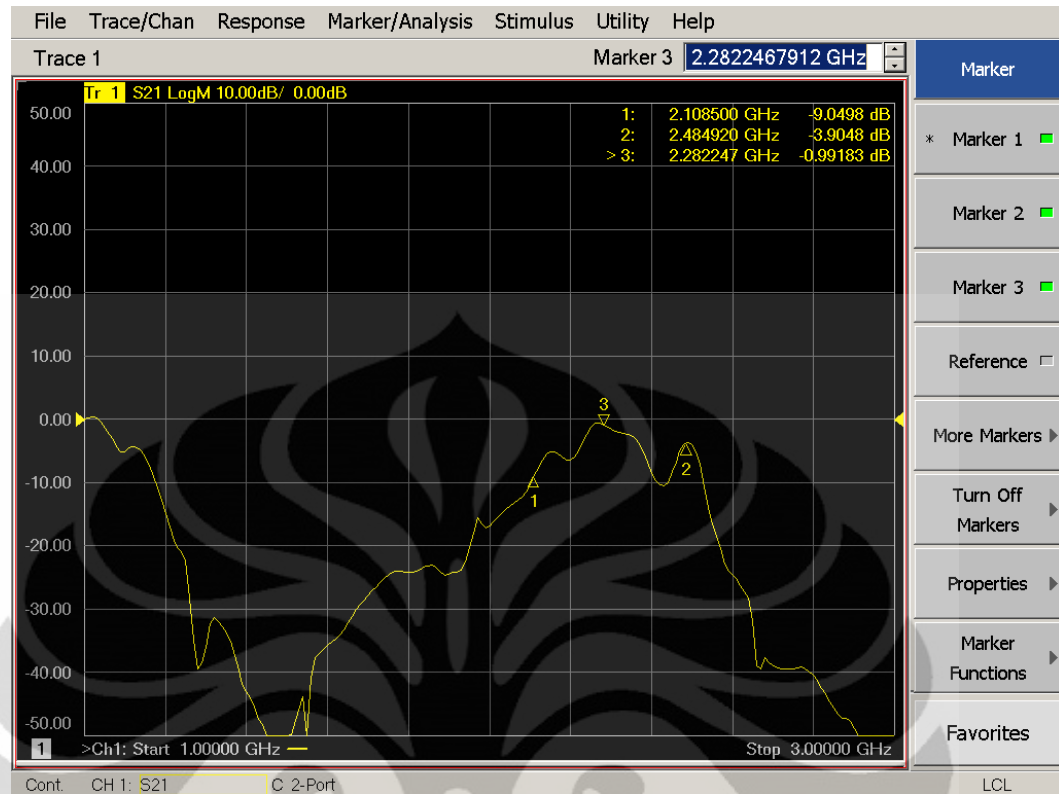
1,232 dan pada frekuensi 2,484 GHz, VSWR bernilai 1,4. Sekali lagi tampak dari hasil pengukuran VSWR ini bahwa rangkaian ini bekerja pada dua buah frekuensi, walaupun hasil VSWR yang diperoleh dari hasil pengukuran agak lebih besar dari VSWR hasil simulasi (VSWR mendekati 1).



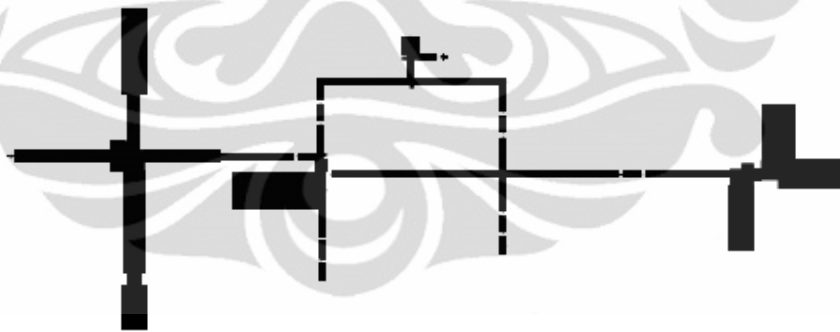
Gambar 4.15 Pengukuran VSWR HPA

4.3.3 Hasil Pengukuran S_{21} Dari HPA

Gambar 4.16 menunjukkan hasil pengukuran *gain* dari HPA rangkaian mikrostrip. Tampak pada hasil pengukuran bahwa ternyata tidak didapatkan penguatan pada HPA hasil fabrikasi. Tidak adanya penguatan pada hasil pengukuran ditunjukkan pada nilai S_{21} yang tidak lebih besar dari nol. Ternyata hasil pengukuran tidak sesuai dengan hasil simulasi pada *software* ADS yang menunjukkan *gain* sebesar 19,341 dB pada frekuensi 2,3 GHz dan 16,783 dB pada frekuensi 2,6 GHz. Hal ini dapat disebabkan karena *coupling* dua buah transistor NE662M04 yang digunakan tidak bekerja dengan baik walaupun transistor sudah diberi catu tegangan bias yang sesuai (5 V).



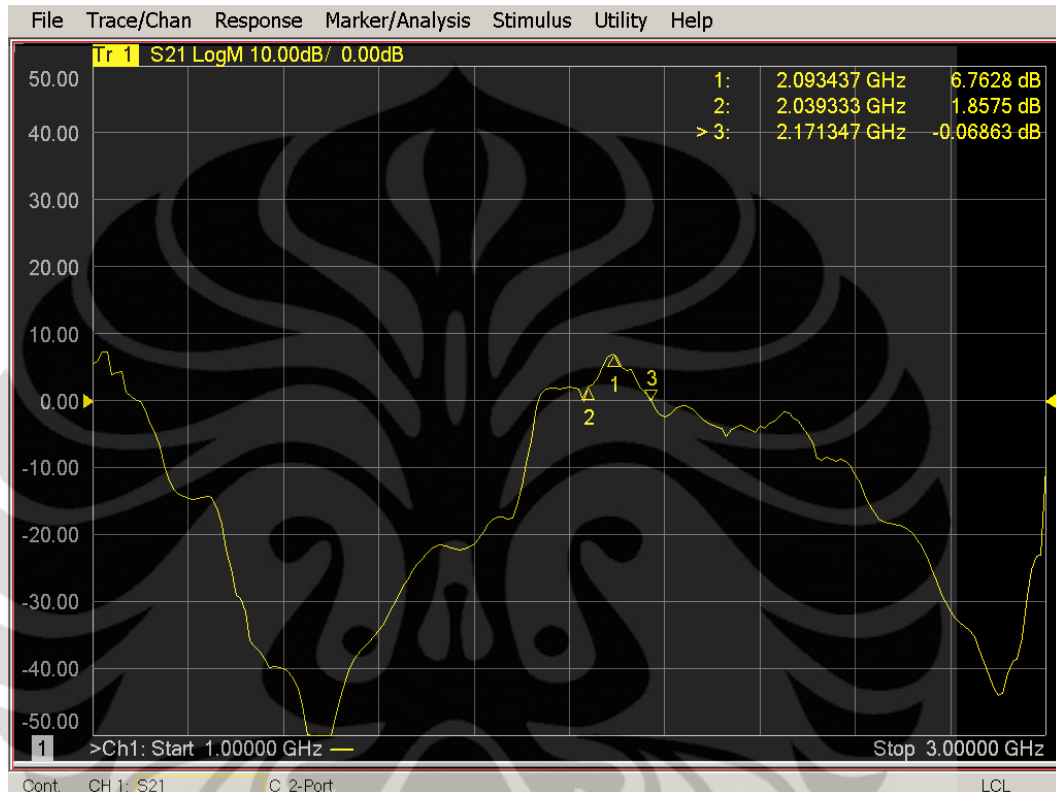
Gambar 4.16 Pengukuran gain (S_{21}) HPA



Gambar 4.17 Rangkaian mikrostrip *single stage*

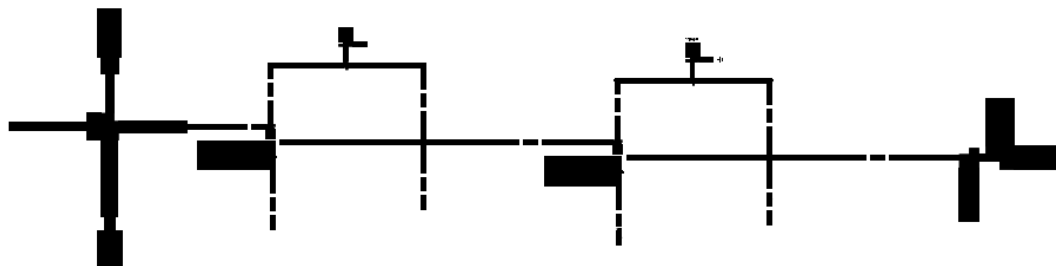
Untuk mengatasi masalah *coupling* rangkaian mikrostrip *dual stage*, maka digunakan rangkaian mikrostrip *single stage*, yakni dengan memotong separuh rangkaian mikrostrip awal (cukup dengan dipotong saja menjadi dua karena rangkaian mikrostrip *dual stage* menggunakan dua buah rangkaian yang identik). Dari hasil simulasi rangkaian mikrostrip *single stage*, diperoleh *gain* sebesar 6,763 dB pada frekuensi 2,093 GHz. Dari sini tampak bahwa rangkaian mikrostrip

telah memberikan penguatan pada frekuensi tertentu. Dari *gain* rangkaian *single stage* ini dapat diketahui bahwa jika *coupling* antara dua buah transistor berjalan dengan baik, diharapkan dapat dicapai *gain* yang besarnya mendekati 15 dB (sesuai dengan target awal).



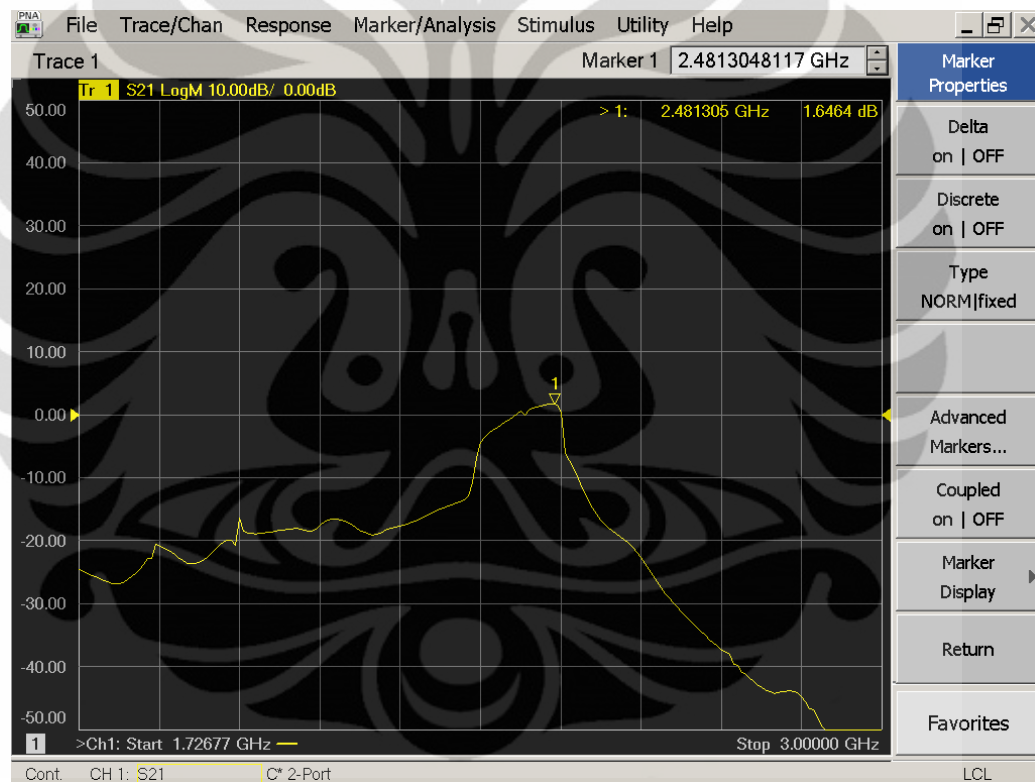
Gambar 4.18 Pengukuran *gain* (S_{21}) HPA rangkaian mikrostrip *single stage*

Untuk itu, dibuat rancangan mikrostrip baru dengan *coupling* menggunakan kapasitor 22 pF untuk menjembatani antara dua buah transistor.



Gambar 4.19 Rangkaian mikrostrip *dual stage* dengan *coupling* kapasitor 22 pF

Tampak pada Gambar 4.19, hanya digunakan masing-masing satu buah *input matching* dan *output matching*. Hasil pengukuran S_{11} rangkaian dengan *coupling* kapasitor 22 pF ini sama dengan hasil pengukuran S_{11} dan VSWR pada rangkaian mikrostrip *dual stage* pada Gambar 4.13. Hasil S_{21} rangkaian yang baru ini tampak pada Gambar 4.20. Walaupun *gain* yang didapat belum memenuhi syarat diatas 15 dB, rangkaian mikrostrip dengan *coupling* kapasitor 22 pF ini telah memiliki penguatan sebesar 1,6 dB. Dalam hal ini, dapat diartikan bahwa transistor sudah dapat bekerja, tetapi kurang optimal karena sambungan antara transistor yang kurang sesuai.



Gambar 4.20 Pengukuran *gain* (S_{21}) HPA rangkaian mikrostrip *dual stage*, *coupling* kapasitor 22 pF

BAB 5

KESIMPULAN

- Kinerja *dual band* dari rancangan HPA ini dihasilkan dari rangkaian *input* dan *output matching* yang beresonansi pada dua frekuensi, yaitu 2,3 GHz dan 2,6 GHz.
- Dari hasil simulasi, diperoleh frekuensi tengah HPA pada 2,35 GHz dan 2,65 GHz. Secara berturut-turut, diperoleh $S_{11} = -31,732$ dB dan $-30,238$ dB, VSWR = 1,053 dan 1,063, dan $S_{21} = 19,341$ dB dan 16,783 dB
- Setelah difabrikasi, HPA mengalami pergeseran frekuensi ke frekuensi 2,108 GHz dan 2,484 GHz. Secara berturut-turut, diperoleh $S_{11} = -14,807$ dB dan -14 dB, VSWR = 1,232 dan 1,4, dan gain $S_{21} = -9$ dB dan $-3,9$ dB (*dual stage*); untuk S_{21} rangkaian *single stage* adalah sebesar 6,823 dB pada frekuensi 2,093 GHz.; dan untuk S_{21} rangkaian *dual stage* dengan *coupling* kapasitor 22 pF adalah sebesar 1,64 dB pada frekuensi 2,481 GHz.

DAFTAR REFERENSI

- [1] Agilent Technologies. "Power Amplifier Design". *ADS RF Circuit Design Cook Book* vol. 1, ver. 1. 2008.
- [2] Boylestad, Robert. *Electronic Devices and Circuit Theory*. New Jersey: Prentice Hall, Inc. 2002.
- [3] "Data-sheet NE662M04" NPN Silicon High Frequency Transistor. 10 November 2010.
- [4] Fakruraji. "Perancangan Mikrostrip Power Amplifier Dengan BJT Silicon dan Bandstop Filter Sebagai RF Choke Untuk BTS Mobile WiMAX Pada Frekuensi 2,3 GHz. Depok: Universitas Indonesia 2010.
- [5] Firmansyah, Teguh. "Perancangan Dielectric Resonator Oscillator Untuk Mobile WiMAX Pada Frekuensi 2,3 GHz Dengan Penambahan Coupling $\lambda/4$ ". Depok: Universitas Indonesia 2010.
- [6] Gonzalez, Gualermo. *Microwave Transistor Amplifier: Analysis and Design*, 2nd ed. New Jersey: Prentice Hall, Inc. 1996.
- [7] Pozar, David M. *Microwave Engineering*, 2nd edition. New York: Wiley and Sons, 1998.
- [8] Ridho, David. "Perancangan Power Amplifier Untuk Mobile Wimax Pada Frekuensi 2,3 Ghz". Depok: Universitas Indonesia 2009.
- [9] "Transistor,"Wikipedia. 27 Oktober 2010. <http://en.wikipedia.org/wiki/transistor>.
- [10] Xie, Hongyun, et al. "A Novel Dual-Band Power Amplifier for Wireless Communication". *IEEE Explore*. 12 Oktober 2010.