



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**PERANCANGAN HIGH POWER AMPLIFIER UNTUK  
MOBILE WIMAX PADA FREKUENSI 2,3 GHz**

**SKRIPSI**

**DAVID RIDHO**

**0405030273**

**FAKULTAS TEKNIK**

**DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO**

**DEPOK**

**JUNI 2009**



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**PERANCANGAN HIGH POWER AMPLIFIER UNTUK  
MOBILE WIMAX PADA FREKUENSI 2,3 GHz**

**SKRIPSI**

**Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik**

**DAVID RIDHO**

**0405030273**

**FAKULTAS TEKNIK**

**DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO**

**DEPOK**

**JUNI 2009**

i

**HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS**

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

**Nama : David Ridho**  
**NPM : 04050300273**  
**Tanda Tangan : .....**  
**Tanggal : 14 Juni 2009**

## HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh

Nama : David Ridho  
NPM : 0405030273  
Program Studi : Teknik Elektro  
Judul Skripsi : Perancangan High Power Amplifier untuk Mobile  
WiMax pada Frekuensi 2,3 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 : Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc.

Penguji : Dr. Ir. Purnomo Sidi Priambodo, M.Sc.

Ditetapkan di : Depok  
Tanggal : 3 Juli 2009

## KATA PENGANTAR

Puji syukur saya ucapkan kepada Tuhan Yang Maha Esa atas berkat dan penyertaan-Nya, saya dapat menyelesaikan skripsi ini. Penulisan skripsi ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Sarjana Teknik Jurusan Teknik Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan skripsi ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan skripsi ini. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada:

- (1) Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D selaku pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan skripsi ini;
- (2) Pak Arman, dosen elektro yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan skripsi ini
- (3) orang tua dan keluarga saya yang telah memberikan dukungan material, moral, dan doa;
- (4) keluarga besar POFT UI buat setiap dukungan doa dan nasihat yang diberikan;
- (5) teman satu kelompok dan teman seangkatan elektro 2005 yang telah memberikan bantuan dan saling mengingatkan;
- (6) seluruh keluarga besar Civitas Akademik Fakultas Teknik Universitas Indonesia khususnya karyawan sekretariat Departemen Elektro yang telah banyak memberikan bantuan dalam berbagai urusan administrasi

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

Depok, 14 Juni 2009

Penulis

**HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI  
TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS**

---

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

Nama : David Ridho  
NPM : 04050300273  
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 Noneksklusif (*Non-exclusive Royalty-Free Right*)** atas karya ilmiah saya yang berjudul :

**Perancangan High Power Amplifier untuk *Mobile* WiMAX pada Frekuensi 2,3 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 : 14 Juni 2009

Yang menyatakan  
(David Ridho)

## ABSTRAK

Nama : David Ridho  
Program Studi : Teknik Elektro  
Judul : Perancangan *High Power Amplifier* untuk *Mobile WiMAX*  
pada Frekuensi 2,3 GHz

Perkembangan teknologi telekomunikasi telah membawa perubahan yang mendasar pada kehidupan manusia. Teknologi *Worldwide Interoperability Mobile Access* (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 dengan banyaknya permintaan dari konsumen agar tetap dapat mengadakan komunikasi di mana saja dan kapan saja. Dalam proses perancangan *Mobile WiMAX* tersebut, harus diperhatikan komponen-komponen yang digunakan, salah satunya yaitu *High Power Amplifier (HPA)*. *High Power Amplifier* merupakan komponen akhir pada bagian pemancar dari sistem *Mobile WiMAX* yang berfungsi untuk menguatkan sinyal yang dikirimkan dari sumber. Penelitian ini bertujuan untuk merancang dan mensimulasikan *High Power Amplifier*. Pada penelitian ini *HPA* dibuat untuk bekerja pada frekuensi kerja 2,3 GHz. Ini merupakan frekuensi kerja untuk aplikasi *Mobile WiMAX* di Indonesia. Adapun spesifikasi dari *HPA* yang akan dirancang yaitu bekerja pada frekuensi kerja 2,3 GHz dengan *output power* 100mWatt, *RF input* 5-20 mWatt dengan penguatan (*gain*) 8-11 dB, efisiensi 50%, arus drain yang kecil dengan tegangan *supply* 9,2 volt, serta memenuhi standar kestabilan ( $K > 1$ ) dan *return of loss* ( $< -10$  dB). Transistor yang digunakan yaitu transistor FLL351ME jenis MESFET. Perancangan disimulasikan dengan menggunakan *software Advanced Design System (ADS)*. Hasil simulasi menunjukkan bahwa sistem *HPA* ini dalam keadaan stabil ( $K > 1$ ) dan menghasilkan *output power* 100mWatt dengan penguatan 11 dB dengan *input* 5-20 mWatt dan *return of loss*  $< -10$  dB.

Kata kunci :

*Power Amplifier*, FLL351ME, *Advanced Design System (ADS)*, *WiMAX 802.16e*, 2,3 GHz

## ABSTRACT

Name : David Ridho  
Study program: Teknik Elektro  
Judul : Design of High Power Amplifier for *Mobile* WiMAX at 2.3 GHz

*The development of communication technology has brought basic changes in human living. Worldwide Interoperability Mobile Access (WiMAX) technology can transfer data with the velocity and coverage area which is better than before. Nowadays, WiMAX technology has been developed again to become the technology for dynamic communication named Mobile WiMAX. This can be motivated everywhere and everytime. In the design of Mobile WiMAX process, we have to concern in the components used, for example High Power Amplifier (HPA). High Power amplifier is a component or final device in transmitter from Mobile WiMAX system which function is to strengthen the signal from the source. The objective of this study is to presents a design and simulation of High Power Amplifier. In this design, HPA is made for a work in 2.3 GHz frequency. This is a work frequency work for Mobile WiMAX application in Indonesia. The specification of power amplifier which is going to be designed is working in 3.2 GHz work frequency with 100m Watt output power, 5-20 mWatt RF input with 8-11 dB reinforcement, 50% efficiency, low drain flow with 9.2 Volt supply voltage, and fulfill the stability standard ( $K > 1$ ) and return of loss ( $< -10\text{dB}$ ). The transistor used is FLL351ME transistor, especially MESFET. This design is simulated with Advanced Design System (ADS) software. The simulation result shows the system of HPA is stable ( $K > 1$ ) and produce output power 100 mWatt with gain 11 dB with input 5-20 mWatt and return of loss  $< -10\text{ dB}$ .*

*Key words:*

*Power Amplifier, FLL351ME, Advanced Design System (ADS), WiMAX 802.16e, 2.3 GHz*

## DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL .....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS .....	ii
LEMBAR PENGESAHAN .....	iii
KATA PENGANTAR .....	iv
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS .....	v
ABSTRAK .....	vi
ABSTRACT .....	vii
DAFTAR ISI .....	viii
DAFTAR GAMBAR .....	x
DAFTAR TABEL .....	xii
1. PENDAHULUAN .....	1
1.1 LATAR BELAKANG .....	1
1.2 TUJUAN .....	1
1.3 BATASAN MASALAH .....	2
1.4 SISTEMATIKA PENULISAN .....	2
2. LANDASAN TEORI .....	3
2.1 WiMax .....	3
2.1.1 Standar IEEE 802.16 WiMAX .....	3
2.1.2 Spektrum Frekuensi WiMAX .....	4
2.2 Power Amplifier .....	4
2.2.1 Linearitas .....	5
2.2.2 Efisiensi .....	5
2.2.3 Penguatan ( <i>gain</i> ) .....	6
2.2.4 Daya .....	11
2.2.5 Kestabilan .....	11
2.3 Klasifikasi amplifier .....	12
2.3.1 Penguat Kelas A .....	12
2.3.2 Penguat kelas B .....	13
2.3.3 Penguat kelas C .....	14

2.4	Diagram Blok <i>Power Amplifier</i> .....	15
2.4.1	<i>Bias Network</i> (BN).....	15
2.4.2	<i>Input/Output Matching Networks</i> .....	16
2.5	Penggunaan <i>Smith Chart</i> .....	17
2.6	<i>Matching Impedance L-network</i> dan <i>phi-matching</i> .....	19
3.	PERANCANGAN POWER AMPLIFIER DAN SIMULASI .....	24
3.1	Bagian-bagian <i>Power Amplifier</i> .....	24
3.2	Spesifikasi <i>Power Amplifier</i> .....	26
3.3	Pemilihan Transistor.....	26
3.4	Rangkaian DC bias .....	28
3.5	Rangkaian <i>matching impedance</i> .....	28
3.5	Perhitungan pada Perancangan.....	33
4.	HASIL SIMULASI dan ANALISIS .....	36
4.1	Simulasi <i>Power Amplifier</i> Satu Tingkat .....	36
4.2	Analisis DC bias .....	37
4.3	Analisis Kestabilan.....	37
4.4	Analisis <i>Matching Impedance</i> .....	40
5.	KESIMPULAN .....	44
	DAFTAR REFERENSI .....	45
	DAFTAR PUSTAKA .....	46

## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Blok diagram <i>transmitter</i> .....	5
Gambar 2.2 <i>Two-port network</i> [S] yang dihubungkan ke impedansi sumber ( $Z_S$ ) dan beban ( $Z_L$ ).....	8
Gambar 2.3 Bentuk gelombang tegangan drain dan arus drain penguat kelas A ideal.....	13
Gambar 2.4 Bentuk gelombang tegangan drain dan arus drain penguat kelas B ideal.....	14
Gambar 2.5 Bentuk gelombang tegangan drain dan arus drain penguat kelas C ideal.....	14
Gambar 2.6 Diagram blok <i>Power Amplifier</i> .....	15
Gambar 2.7 <i>Conjugate matching</i> .....	16
Gambar 2.8 <i>Load-line matching</i> .....	17
Gambar 2.9 Sistem saluran transmisi yang “ <i>matched</i> ” .....	17
Gambar 2.10 Penambahan L seri atau C seri .....	18
Gambar 2.11 Penambahan L atau C parallel.....	19
Gambar 2.12 Pergerakan pada <i>Smith Chart</i> akibat penambahan L atau C.....	19
Gambar 2.13 (a) gabungan 2 <i>L-network</i> , (b) <i>phi-matching</i> , (c) perhitungan <i>L-network</i> menjadi <i>phi-matching</i> .....	20
Gambar 2.14 (a) $Z_L$ berada di dalam lingkaran $1 + jx$ , (b) $Z_L$ berada di luar lingkaran $1 + jx$ .....	20
Gambar 2.15 <i>Phi matching</i> yang merupakan gabungan <i>L-Network</i> .....	22
Gambar 3.1 Blok diagram <i>Power amplifier</i> .....	24
Gambar 3.2 <i>L-Network</i> pada <i>input match</i> .....	25
Gambar 3.3 <i>Phi-matching</i> pada <i>output match</i> .....	25
Gambar 3.4 Kurva I-V transistor .....	26
Gambar 3.5 <i>Drain current vs Drain-source voltage</i> .....	28
Gambar 3.6 Rangkaian dengan DC bias .....	29
Gambar 3.7 S-parameter dan kestabilan .....	30
Gambar 3.8 <i>Load pull simulation</i> .....	31

Gambar 3.9 <i>Load pull result</i> .....	31
Gambar 3.10 <i>Output matching impedance</i> .....	32
Gambar 3.11 Simulator Zin.....	32
Gambar 3.12 <i>Input matching impedance</i> .....	33
Gambar 3.13 <i>Final design</i> .....	34
Gambar 4.1 Simulasi <i>power amplifier</i> satu tingkat .....	36
Gambar 4.2 Simulasi SP_NF Gain match.....	38
Gambar 4.3 Parameter kestabilan.....	38
Gambar 4.4 (a) <i>Return of loss</i> hasil simulasi, (b) <i>return loss</i> hasil perhitungan...	41
Gambar 4.5 <i>Gain</i> hasil simulasi .....	42
Gambar 4.6 <i>Output spectrum</i> .....	43

## DAFTAR TABEL

Tabel 2.1 Karakteristik Dari Kelas-kelas <i>Amplifier</i> .....	15
Tabel 3.1 Spesifikasi <i>High Power Amplifier</i> Yang Dirancang .....	27
Tabel 3.2 S-parameter Terukur .....	28
Tabel 4.1 Arus <i>Drain</i> Dan Arus <i>Gate</i> .....	37
Tabel 4.2 Parameter Kestabilan.....	39
Tabel 4.3 S-parameter Rangkaian <i>High Power Amplifier</i> .....	39
Tabel 4.4 Komponen <i>Output Matching Impedence</i> .....	40
Tabel 4.5 Komponen <i>Input Matching Impedence</i> .....	40
Tabel 4.6. Nilai Impedansi $Z_{in}$ Rangkaian Akhir <i>High Power Amplifier</i> .....	43

# BAB 1

## PENDAHULUAN

### 1.1 LATAR BELAKANG

Permintaan pada suatu sistem global yang mendukung layanan multimedia interaktif seperti *teleconference*, *video streaming* dan *wireless internet* telah mendorong lahirnya teknologi *Broadband Wireless Access* (BWA) terbaru. Oleh karena itu, dikembangkan sistem telekomunikasi tanpa kabel yang mempunyai berbagai perangkat yang mengerjakan seluruh proses yang diperlukan dalam komunikasi tersebut yang diatur oleh suatu sistem.

*Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) merupakan suatu teknologi akses nirkabel pita lebar yang dibangun berdasarkan standar *Institute of Electrical and Electronics Engineering* (IEEE) 802.16. Teknologi WiMAX yang 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*. *Mobile WiMAX* bekerja pada rentang frekuensi tertentu, yakni 2.3 – 2.7 GHz

Dalam sistem telekomunikasi *Mobile WiMAX*, agar sinyal keluaran yang diperoleh lebih baik maka dibutuhkan suatu sistem penguatan. Sistem penguatan ini terdapat baik di bagian *transmitter* ataupun *receiver*. Penguat yang digunakan pada bagian *transmitter* adalah *High Power Amplifier* (HPA). HPA merupakan komponen akhir pada bagian pemancar dari sistem *Mobile WiMAX* yang berfungsi untuk menguatkan sinyal yang dikirimkan dari sumber. HPA pada bagian akhir dari suatu rangkaian transmitter pada sistem komunikasi harus dapat mengirimkan daya dengan level yang cukup tinggi ke antena. Dengan demikian informasi yang dipancarkan antena dapat merambat sampai ke tempat tujuannya (*receiver*).

HPA terdiri dari beberapa kelas dengan karakteristik yang berbeda-beda, yaitu kelas A, B, C dan D. Salah satu hal yang membedakan jenis-jenis HPA

tersebut yaitu pada tingkat efisiensi yang diinginkan. Perancangan *HPA* yang diusulkan dalam skripsi ini adalah perancangan *HPA* kelas B dengan *output power* yang diinginkan sebesar 100 mWatt dan penguatan 8-11 dB. *HPA* yang dirancang memiliki nilai faktor kestabilan dan *Input/Output Return of Loss* (IRL/ORL) yang baik yaitu  $K > 1$  dan IRL/ORL  $< -10$  dB. Perancangan yang diusulkan disimulasikan dalam *Advance Design System (ADS) 2008 update 1*.

## 1.2 TUJUAN

Tujuan skripsi ini adalah untuk menjelaskan perancangan suatu *High Power Amplifier (HPA)* untuk aplikasi WiMAX pada frekuensi 2,3 GHz dengan *software Advanced Design System (ADS) 2008 update 1*.

## 1.3 BATASAN MASALAH

Masalah dibatasi pada pembahasan teori dasar pendukung perancangan *High Power Amplifier (HPA)* serta perancangan *HPA* untuk aplikasi WiMAX dengan frekuensi kerja 2,3 GHz yang sesuai dengan standar IEEE 802.16e. Spesifikasi *HPA* yang dirancang yaitu bekerja pada frekuensi kerja 2.3 GHz dengan output power 100mWatt (20dBm), RF input 5-20 mWatt dengan penguatan (*gain*) 8-11 dB, efisiensi 50%, arus drain yang kecil dengan tegangan supply 9,2 volt, serta memenuhi standar kestabilan ( $K > 1$ ) dan *return of loss* ( $< -10$  dB)

## 1.4 SISTEMATIKA PENULISAN

Sistematika pembahasan laporan skripsi ini adalah sebagai berikut:

### BAB 1 PENDAHULUAN

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

### BAB 2 LANDASAN TEORI

Pada bab ini dibahas teori mengenai WiMAX, parameter *High Power Amplifier*, blok diagram *amplifier*, bias dc dan *matching impedance*.

**BAB 3 PERANCANGAN *POWER AMPLIFIER* DAN SIMULASI**

Menjelaskan tahap-tahap yang dilakukan dalam perancangan *High Power Amplifier*, dan mensimulasikan rancangan akhir dengan *software Advanced Design System (ADS) update 1*.

**BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISIS**

Menganalisis perancangan *High Power Amplifier* yang telah dilakukan dengan membandingkan hasil simulasinya dan hasil perhitungan perancangan

**BAB 5 KESIMPULAN**

Dikemukakan berupa poin-poin kesimpulan dari keseluruhan laporan skripsi.

## **BAB 2**

### **LANDASAN TEORI**

#### **2.1 WiMAX**

*Worldwide Interoperability for Microwave Access* (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* (LOS). 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* (LOS).

Standar IEEE 802.16a kemudian direvisi menjadi IEEE 802.16b yang menekankan segala keperluan dan permasalahan dengan *quality of service* (QoS) lalu 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* (MAC) untuk menggabungkan layanan komunikasi *fixed* dan *Mobile* dalam satu *band* terlisensi. WiMAX dapat mencakup area sekitar 5 km dan kecepatan pengiriman data sebesar 70 Mbps.

## 2.1.2 Spektrum Frekuensi WiMAX

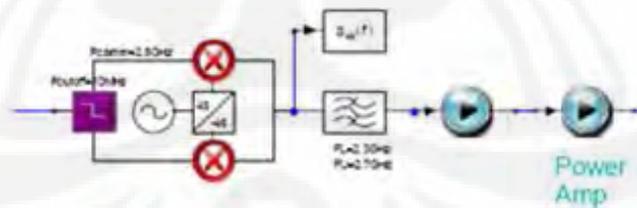
Secara umum terdapat beberapa alternatif frekuensi untuk teknologi WiMAX sesuai dengan pita frekuensi dunia. Alternatif frekuensi ini ditetapkan sesuai dengan ketentuan spektrum frekuensi IEEE 802.16 WiMAX.

IEEE 802.16 WiMAX menetapkan dua band 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, 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. Namun untuk di Indonesia, pemerintah telah menetapkan bahwa frekuensi untuk Wimax ini adalah 2,3 GHz.

## 2.2 High Power Amplifier

Bagian terakhir pada suatu transmitter adalah *High Power Amplifier* (HPA) seperti ditunjukkan pada Gambar 2.1. Gambar 2.1 merupakan gambar blok diagram suatu pemancar. *High Power Amplifier* berfungsi untuk menguatkan sinyal-sinyal yang lemah agar diperoleh *output* yang besar sesuai yang diinginkan..



Gambar 2.1. Blok diagram *transmitter* [1]

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 keterkaitan 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*).

### 2.2.1 Linearitas

Suatu *amplifier* dapat dikatakan linear jika *amplifier* tersebut dapat mempertahankan keaslian bentuk gelombang sinyal, dengan kata lain :

$$V_o(t) = A \cdot V_i(t) \quad (2.1)$$

dengan  $V_i$  adalah tegangan *input*,  $V_o$  adalah tegangan *output* dan  $A$  adalah konstanta penguatan (*gain*), yang menunjukkan penguatan pada *amplifier*. Jika  $V_i$  lebih besar dari  $V_o$  berarti *amplifier* menghasilkan distorsi nonlinear.

Non-linearitas secara khusus disebabkan karena karakteristik dari *power amplifier*, yang terjadi ketika transistor RF beroperasi pada daerah saturasi karena level *input* yang tinggi. Respon non-linear tampak pada *power amplifier* saat *ouput* digerakkan pada titik yang mendekati saturasi.

### 2.2.2 Efisiensi

Efisiensi merupakan parameter yang sangat penting dalam merancang suatu *HPA*. Efisiensi dinyatakan dengan  $\eta$ , didefinisikan sebagai perbandingan dari daya *output* dengan daya *input* dc yang dicatu ke rangkaian :

$$\eta = \frac{\text{Signal power delivered to load}}{\text{DC power Supplied to output circuit}} \quad (2.2)$$

Efisiensi merupakan ukuran dari seberapa baiknya sebuah penguat mengkonversikan daya dc dari catu (*supply*) ke dalam daya *output*. Semakin besar efisiensi berarti semakin baik kinerja dari suatu sistem tersebut.

*Amplifier* yang ideal, nilai efisiensinya adalah satu, yang berarti bahwa daya yang diterima pada beban sama dengan daya yang diperoleh dari sumber

DC. Dalam hal ini berarti tidak ada daya yang dihabiskan atau hilang dalam *amplifier*. Namun 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.

### 2.2.3 Penguatan (*gain*)

Penguatan merupakan perbandingan antara harga besaran keluaran dengan harga masukan. Penguatan sering disebut sebagai perolehan (*gain*), yang menunjukkan seberapa besar tegangan/arus keluaran diperoleh dari tegangan/arus masukan.

Ada tiga macam penguatan (*power gain*) dan dua koefisien refleksi ( $\Gamma_S$  dan  $\Gamma_L$ ) yang dapat dianalisis berdasarkan *two-port network* [S] yang dihubungkan ke impedansi sumber ( $Z_S$ ) dan beban ( $Z_L$ ):

- *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* dapat dinyatakan dengan persamaan sebagai berikut :

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2} \quad (2.3)$$

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

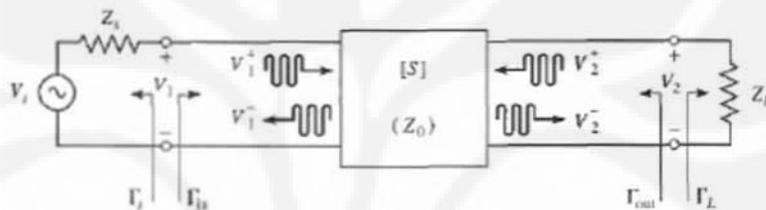
- *Available Gain* ( $G_A = P_{avn}/P_{avs}$ ) merupakan perbandingan antara daya yang terdapat pada *two-port network* dengan daya yang terdapat pada sumber.

$$\text{Available Gain} = \frac{\text{amplifier output power}}{\text{available power from generator source}}$$

- *Transducer Power Gain* ( $G_T = P_L/P_{avs}$ ) merupakan perbandingan antara daya *output*  $P_L$  yang dikirim ke beban  $Z_L$  terhadap daya *input*  $P_{avs}$  yang disediakan oleh sumber kepada rangkaian. *Gain* ini tergantung kepada  $Z_S$  dan  $Z_L$ .

$$\text{Transducer Power Gain} = \frac{\text{power delivered to load}}{\text{available power from source}}$$

Berikut ini merupakan penurunan rumus dari *Power gain*, *Available Gain*, dan *Transducer Power Gain* berdasarkan *two-port network* pada Gambar 2.2. Gambar 2.2 merupakan gambar *two-port network* [S] yang dihubungkan ke impedansi sumber ( $Z_S$ ) dan beban ( $Z_L$ )



Gambar 2.2 *Two-port network* [S] yang dihubungkan ke impedansi sumber ( $Z_S$ ) dan beban ( $Z_L$ ) [6]

Berdasarkan Gambar 2.2, maka koefisien refleksi pada beban adalah

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.4)$$

sedangkan koefisien refleksi pada sumber adalah

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (2.5)$$

dengan  $Z_L$  adalah impedansi beban,  $Z_S$  adalah impedansi sumber dan  $Z_0$  adalah impedansi pada *two-port network* [S].

Berdasarkan definisi s-parameter yaitu  $V_2^+ = \Gamma_L V_2^-$  sehingga dapat diturunkan :

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^- \quad (2.6)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \quad (2.7)$$

dengan  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  dan  $S_{22}$  merupakan nilai s-parameter yang diperoleh dari perhitungan matriks pada *two-port network*

Dengan mengeliminasi  $V_2^-$  dari persamaan (2.7) akan diperoleh persamaan :

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \quad (2.8)$$

di mana  $Z_{in}$  merupakan impedansi yang ada pada port pertama. Dengan cara yang sama maka dapat diperoleh juga nilai dari koefisien refleksi  $\Gamma_{out}$ :

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.9)$$

Dengan perbandingan tegangan dan mensubstitusikan persamaan  $\Gamma_{in} = V_1^-/V_1^+$  maka akan diperoleh :

$$V_1 = V_S \frac{Z_{in}}{Z_S + Z_{in}} = V_1^+ + V_1^- = V_1^+(1 + \Gamma_{in}) \quad (2.10)$$

Dari persamaan 2.8 diperoleh nilai  $Z_{in}$ :

$$Z_{in} = Z_o \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}$$

Kemudian substitusikan ke dalam persamaan (2.10), maka akan diperoleh persamaan untuk  $V_1^+$  :

$$V_1^+ = \frac{V_S (1 - \Gamma_S)}{2 (1 - \Gamma_S \Gamma_{in})} \quad (2.11)$$

Maka dengan mensubstitusikan persamaan (2.11) akan diperoleh daya rata-rata (*average power*) yang diberikan ke *network* adalah

$$P_{in} = \frac{|V_1^+|^2}{2Z_o} (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_S|^2}{8Z_o} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (2.12)$$

Daya yang dikirim ke beban

$$P_L = \frac{|V_2^-|^2}{2Z_o} (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (2.13)$$

Jika persamaan (2.6) dan (2.7) disubstitusi ke persamaan (2.13) dan menggunakan persamaan (2.11) maka akan diperoleh persamaan :

$$P_L = \frac{|V_1^+|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{2Z_o |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{|V_S|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_o |1 - S_{22}\Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2} \quad (2.14)$$

*Power available source* ( $P_{avs}$ ) merupakan daya maksimum yang dapat diberikan ke *network*. Kondisi ini terjadi pada saat input impedansi merupakan konjugasi dari impedansi *source*. Sehingga persamaan (2.12) dapat menjadi :

$$P_{avs} = P_{in}|_{\Gamma_{in}=\Gamma_S^*} = \frac{|V_S|^2 |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_o (1 - |\Gamma_S|^2)} \quad (2.15)$$

*Power available network* ( $P_{avn}$ ) merupakan daya maksimum yang dapat diberikan ke beban. Kondisi ini terjadi pada saat *output* impedansi ( $\Gamma_{out}$ ) merupakan konjugasi impedansi beban ( $\Gamma_L$ ). Sehingga persamaan (2.14) dapat menjadi :

$$P_{avn} = P_L|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} = \frac{|V_S|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_o |1 - S_{22}\Gamma_{out}^*|^2 |1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2} \Big|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} \quad (2.16)$$

Pada persamaan (2.16)  $\Gamma_{in}$  harus diubah untuk kondisi  $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ , maka persamaan (2.8) akan menjadi :

$$|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2 \Big|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} = \frac{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_{out}^*|^2}$$

Dengan demikian persamaan (2.16) dapat disederhanakan menjadi :

$$P_{avn} = \frac{|V_S|^2 |S_{21}|^2 |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_o |1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \Big|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} \quad (2.17)$$

Dengan menggunakan persamaan (2.15) dan (2.17) maka akan diperoleh persamaan *gain* yang tersedia (*available power gain*/ $G_A$ ) :

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (2.18)$$

Dengan menggunakan persamaan (2.14) dan (2.15), maka akan diperoleh *transducer power gain* :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.19)$$

### 2.2.4 Daya

Terdiri dari daya sumber dan daya saat transmisi atau daya yang hilang pada ada beban. Daya sumber berhubungan dengan *peak value* tegangan pada *input* dan impedansi sumber. Sedangkan daya dissipasi (daya yang ditransfer ke beban) berhubungan dengan *peak value* dari tegangan *output* dan impedansi beban.

$$P_{av}(w) = \frac{1}{8} \frac{|V_s(w)|^2}{\text{Re}\{Z_s(w)\}} \quad P_d(w) = \frac{1}{2} \frac{|V_L(w)|^2}{\text{Re}\{Z_L(w)\}} \quad (2.20)$$

*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.

$$PAE = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{dc}} \quad (2.21)$$

Tingkat *power output* memiliki peranan penting dalam perhitungan penguat daya. *Power output capability factor*,  $P_{MAX}$ , merupakan daya *output* maksimum yang mungkin diproduksi atau dihasilkan dengan tekanan satu volt dan satu ampere pada drain FET.

$$P_{MAX} = \frac{\text{The Maximum Output Power}}{\text{The Peak Drain Voltage} \times \text{The Peak Drain Current}} \quad (2.22)$$

dengan *Peak Drain Voltage* adalah nilai tegangan terbesar pada *drain* FET dan *Peak Drain Current* adalah nilai arus terbesar yang dapat mengalir pada *drain* FET.

### 2.2.5 Kestabilan

Ada dua jenis kestabilan :

1. *Unconditional stability* (kestabilan tidak tergantung kondisi)

Suatu rangkaian dikatakan *unconditional stable* jika  $|\Gamma_{in}| < 1$  dan  $|\Gamma_{out}| < 1$  baik untuk semua pasif *source* maupun impedansi beban.

## 2. *Conditional stability* (kestabilan tergantung kondisi)

Suatu rangkaian akan *conditional stable* jika  $|\Gamma_{in}| < 1$  dan  $|\Gamma_{out}| < 1$  hanya untuk rentang pasif *source* dan impedansi beban tertentu. Sehingga kasus ini memiliki potensi tidak stabil.

Faktor-faktor dalam menentukan kestabilan adalah apabila memenuhi persamaan dibawah ini :

*Rollet's condition factor* dinyatakan oleh :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.23)$$

Delta/determinan S-parameter dinyatakan oleh :

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad |\Delta| < 1 \quad (2.24)$$

$$\mu_{source} = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (2.25)$$

$$\mu_{load} = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (2.26)$$

dengan  $S_{11}^*$ , dan  $S_{22}^*$  merupakan konjugasi nilai s-parameter  $S_{11}$  dan  $S_{22}$  yang diperoleh dari perhitungan matriks pada *two-port network*

## 2.3 Klasifikasi amplifier

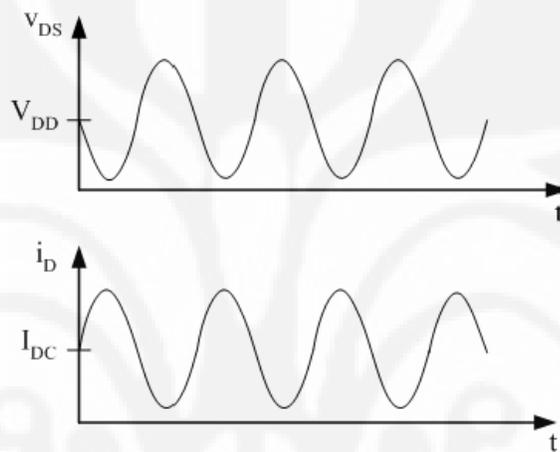
*Amplifier* diklasifikasikan berdasarkan konfigurasi sirkit dan metoda operasi *amplifier* tersebut, antara lain kelas A, B, dan C. Kelas-kelas ini diklasifikasikan mulai dari sistem yang seluruhnya linear dengan efisiensi yang rendah hingga sistem yang seluruhnya tidak linear dengan efisiensi yang tinggi.

### 2.3.1 Penguat Kelas A

Penguat kelas A disebut juga penguat daya. Penguat daya kelas A memiliki tingkat linearitas yang paling tinggi dari kelas-kelas *amplifier* lainnya. Namun, *amplifier* ini tidaklah begitu efisien. Untuk mencapai linearitas dan *gain* yang tinggi, tegangan dc pada base dan drain *amplifier* harus ditentukan dengan baik sehingga *amplifier* beroperasi pada daerah linear (*linear region*).

Alat ini, semenjak diaktifkan (*conducting*), akan selalu membawa arus seperti ditunjukkan pada Gambar 2.3, yang menggambarkan rugi-rugi daya yang kontinuis pada peralatan tersebut. Transistor pada penguat kelas A tetap dalam daerah aktif selama seluruh perioda. Ini berarti arus *drain* dari penguat kelas A mengalir untuk  $360^\circ$  seperti ditunjukkan pada Gambar 2.3.

Karena *amplifier* ini selalu dalam keadaan aktif, walaupun tidak ada input, mengakibatkan daya tetap dikonsumsi dari sumber. Inilah alasan mengapa *amplifier* kelas A ini tidak begitu efisien.



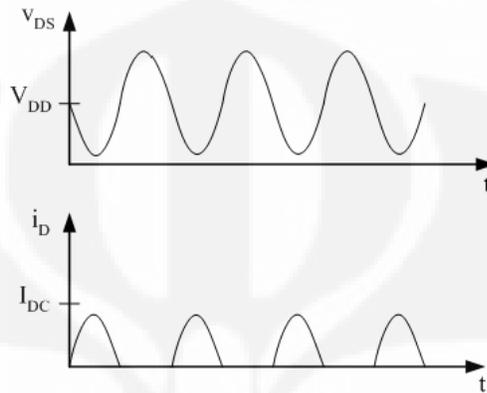
Gambar 2.3. Bentuk gelombang tegangan drain dan arus drain penguat kelas A ideal [8]

### 2.3.2 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.

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 perioda. Selama setengah perioda lainnya, transistor tersebut tersumbat (*cutoff*). Ini berarti arus drain mengalir untuk  $180^\circ$  dalam transistor pada rangkaian kelas B seperti ditunjukkan pada Gambar 2.4.

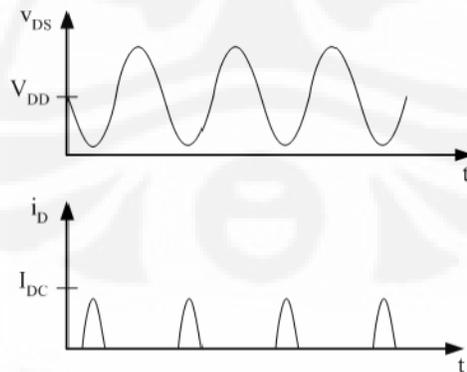


Gambar 2.4. Bentuk gelombang tegangan drain dan arus drain penguat kelas B ideal [8]

### 2.3.3 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 ini, arus kolektor mengalir untuk kurang dari  $180^\circ$ . Dalam rangkaian penguat kelas C praktis, arus mengalir untuk lebih kecil dari  $180^\circ$ , dan tampak seperti pulsa sempit dalam Gambar 2.5.



Gambar 2.5. Bentuk gelombang tegangan drain dan arus drain penguat kelas C ideal [8]

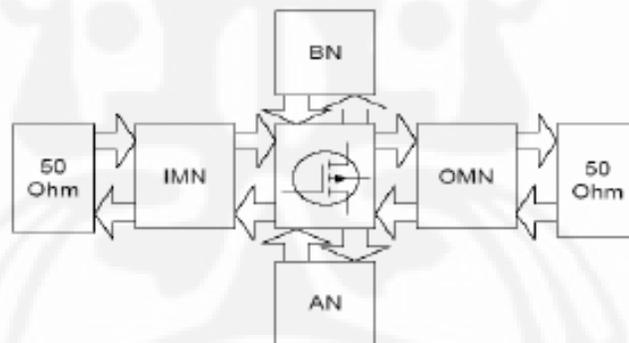
Tabel 2.1 menunjukkan perbandingan antara penguat kelas A, B dan C dilihat dari beberapa parameter seperti *output power*, *maximum efficiency*, *gain* dan *linearity*.

Tabel 2.1 Karakteristik Dari Kelas-kelas *Amplifier* [8]

Class	Mode	Conducting Angle	Output Power	Maximum Efficiency	Gain	Linearity
A	Current Source	100%	Moderate	50%	Large	Good
B		50%	Moderate	78.5%	Moderate	Moderate
C		< 50%	Small	100%	Small	Poor

## 2.4 Diagram Blok *High Power Amplifier*

Gambar 2.6 menunjukkan suatu blok diagram dari sebuah *High Power Amplifier* yang terdiri dari tiga bagian utama yaitu rangkaian bias, transistor sebagai penguat dan rangkaian penyesuai impedansi pada bagian *input* dan *output*.



Gambar 2.6. Diagram blok *High Power Amplifier* [3]

### 2.4.1 *Bias Network (BN)*

*Bias Network* merupakan salah satu bagian yang harus diperhatikan dalam membuat suatu penguat daya (*power amplifier*). Fungsi blok *Bias Network* yaitu untuk mengontrol kinerja dari transistor yang digunakan pada perancangan. *Bias Network* terdiri atas blok-blok kapasitan dan induktan.

*Bias Network* tergantung pada rentang frekuensi kerja *power amplifier* yang diinginkan. Pada *high power amplifier*, *bias network* yang digunakan adalah *bias network non-resistive*. *High power amplifier* membutuhkan arus yang besar, sehingga untuk mencegah terjadinya pemanasan pada sistem, maka digunakan *bias network non-resistive*.

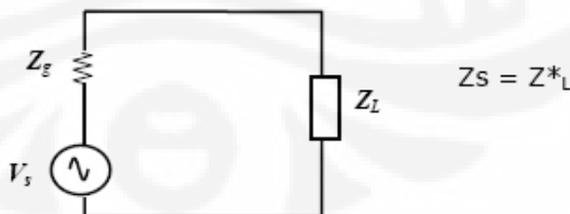
## 2.4.2 Input/Output Matching Networks

Dalam mendesain sebuah *Power Amplifier*, untuk mencapai akurasi yang tinggi dan daya transmisi yang maksimum, *Matching Networks* diperlukan pada bagian *input* dan *output*, yaitu untuk meminimalis masalah refleksi. *Matching Networks* terdiri dari *microstriplines*, induktor, kapasitor dan resistor. *Input* dan *Output Matching Networks* mengubah impedansi *input* dan *output* dari transistor menjadi impedansi sumber dan beban (biasanya 50 ohm).

Jenis *Matching Networks* yaitu :

### 1. Conjugate matching

*Conjugate matching* disebut juga *gain match*, merupakan suatu metoda yang digunakan dalam merancang suatu *amplifier*, biasanya LNA, untuk mencapai *output* dengan *gain* maksimum. Dalam *conjugate matching*, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.7, *Input Matching Network (IMN)* dan *Output Matching Network (OMN)* disesuaikan untuk mentransfer impedansi sumber  $Z_S$  atau impedansi beban  $Z_L$  (50 ohm) ke arah impedansi *input/output*.



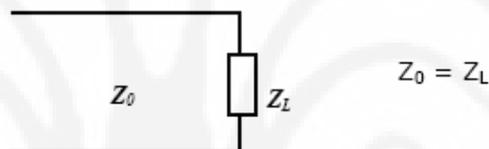
Gambar 2.7. *Conjugate matching* [5]

Secara teori, berdasarkan metoda ini, adalah mungkin untuk mencapai perolehan daya (*power gain*) maksimum dan rugi-rugi yang

minimum sebagai akibat gelombang berdiri. Metoda ini tidaklah efektif digunakan untuk *high power amplifier* karena *input* sinyal tidak dapat diperlakukan sebagai suatu sinyal yang kecil (*small-signal*). *Conjugate matching* dapat digunakan pada sirkuit *input matching* pada *power amplifier* kelas A.

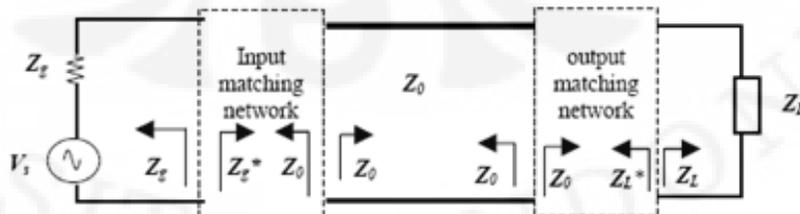
## 2. Load-line matching

Metoda umum yang sering digunakan yaitu berdasarkan *Load-line optimal resistance matching* ( $R_{opt}$ ) yang memberikan daya *output* yang besar. Oleh karena itu *Output Matching Network (OMN)* harus mendefinisikan nilai  $R_{opt}$  dari divais terhadap impedansi beban (50 ohm). Gambar 2.8 menunjukkan bentuk rangkaian sederhana dari *Load-line optimal resistance matching* dengan penyesuaian impedansi  $Z_0$  terhadap impedansi  $Z_L$ .



Gambar 2.8. Load-line matching [5]

Rangkaian penyesuai impedansi umumnya menggunakan komponen reaktif (kapsitor dan inductor) untuk menghindari rugi-rugi. Gambar 2.9 menunjukkan suatu sistem saluran transmisi yang “*matched*”. Dapat dilihat pada Gambar 2.9 bahwa terjadi penyesuaian impedansi sumber  $Z_S$  terhadap impedansi divais  $Z_0$  dengan adanya *Input Matching Network (IMN)* dan penyesuaian impedansi  $Z_0$  terhadap impedansi beban  $Z_L$  dengan adanya *Output Matching Network (OMN)*.

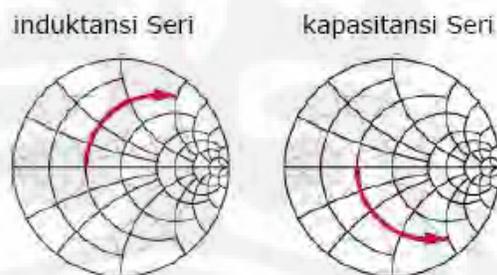


Gambar 2.9 Sistem saluran transmisi yang “*matched*” [6]

## 2.5 Penggunaan *Smith Chart*

Perancangan rangkaian penyesuai impedansi selain menggunakan pendekatan matematis dapat juga menggunakan pendekatan grafis dengan *Smith Chart*. Pada *Smith Chart* akan diplot titik-titik impedansi atau admitansi. Titik-titik admitansi dan impedansi yang diplot dapat merupakan harga normalisasi pada suatu harga tertentu. Titik admitansi dapat diperoleh dari titik impedansi dengan mencerminkannya pada titik tengah, begitu juga sebaliknya. Penambahan komponen reaktansi seri atau paralel dapat dilakukan dengan aturan sebagai berikut:

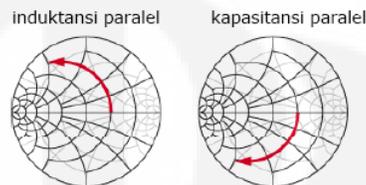
1. Penambahan induktor  $L$  seri atau kapasitor  $C$  seri menggerakkan titik impedansi di sepanjang lingkaran resistansi konstan. Penambahan  $L$  seri menambah induktansi sedangkan penambahan  $C$  seri mengurangi kapasitansi. Gambar 2.10 menunjukkan perubahan dalam impedansi akibat penambahan elemen  $L$  seri yaitu reaktansi positif, bergerak searah jarum jam dalam lingkaran resistansi konstan dan akibat penambahan  $C$  seri pada beban yaitu reaktansi negatif, bergerak berlawanan arah jarum jam dalam lingkaran resistansi konstan



Gambar 2.10 Penambahan  $L$  seri atau  $C$  seri [5]

2. Penambahan induktor  $L$  paralel atau kapasitor  $C$  paralel menggerakkan impedansi di sepanjang lingkaran konduktansi konstan. Penambahan  $C$  paralel menaikkan kapasitansi sedangkan  $L$  paralel mengurangi induktansi.

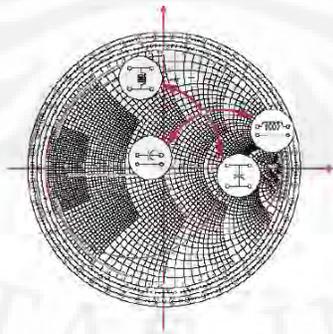
Gambar 2.11 menunjukkan perubahan dalam impedansi akibat penambahan elemen L paralel yaitu susceptansi negatif, bergerak berlawanan arah jarum jam dalam lingkaran konduktansi konstan dan akibat penambahan C paralel pada beban yaitu susceptansi positif, bergerak searah jarum jam dalam lingkaran konduktansi konstan



Gambar 2.11 Penambahan L atau C paralel [5]

*Smith Chart* bisa digunakan untuk menghitung impedansi akibat penambahan elemen seri atau paralel terhadap beban. Gambar 2.12 menunjukkan perubahan dalam impedansi akibat penambahan elemen R, L, atau C pada beban :

1. Induktor seri : reaktansi positif, bergerak searah jarum jam dalam lingkaran resistansi konstan
2. Kapasitor seri : reaktansi negatif, bergerak berlawanan arah jarum jam dalam lingkaran resistansi konstan
3. Induktor paralel : susceptansi negatif, bergerak berlawanan arah jarum jam dalam lingkaran konduktansi konstan.
4. Kapasitor paralel : susceptansi positif, bergerak searah jarum jam dalam lingkaran konduktansi konstan
5. Secara umum, reaktansi/susceptansi positif bergerak searah jarum jam.

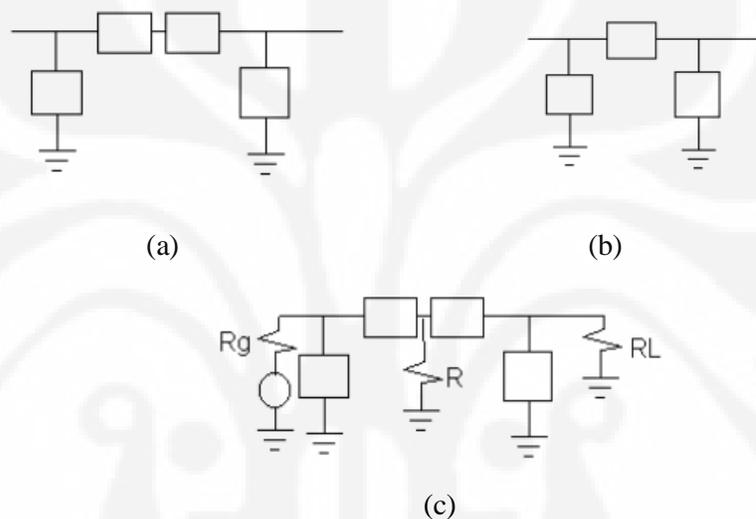


Gambar 2.12 Pergerakan pada *Smith Chart* akibat penambahan L atau C [5]

Universitas Indonesia

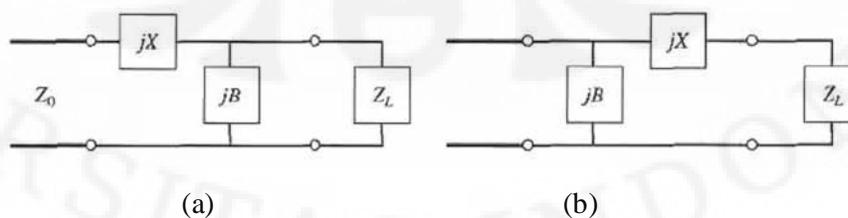
## 2.6 Matching impedance L-network dan Phi-matching

Dalam *matching impedance* terdapat juga beberapa bentuk rangkaian *matching* yaitu *L-network* dan *phi-matching*. Rangkaian *phi-matching* pada Gambar 2.13(b) merupakan gabungan dari dua rangkaian *L-network* seperti ditunjukkan pada Gambar 2.13(a). Dalam perhitungannya digunakan resistor *virtual* (R) untuk menyesuaikan impedansi beban  $R_L$  dengan impedansi  $R_g$ , seperti ditunjukkan pada gambar 2.13(c). Berikut ini adalah bentuk dasar rangkaian *phi-matching*:



Gambar 2.13 (a) Gabungan 2 L-network, (b) *phi-matching*, (c) perhitungan L-network menjadi *phi-matching* [2]

Penyesuaian impedansi dengan L-network dapat didesain dengan persamaan matematis dan dengan menggunakan *Smith Chart*. Pada Gambar 2.14 dapat dilihat bahwa rangkaian ini terdiri dari dua elemen reaktif  $jX$  dan  $jB$  dalam konfigurasi L untuk menyesuaikan impedansi sumber  $Z_0$  dengan impedansi beban  $Z_L$ .



Gambar 2.14 (a)  $Z_L$  berada di dalam lingkaran  $1 + jx$ , (b)  $Z_L$  berada di luar lingkaran  $1 + jx$  [6]

Berdasarkan Gambar 2.14, jika diberikan nilai impedansi beban  $Z_L = R_L + jX_L$ , maka agar rangkaian memenuhi kondisi ‘*matching*’, impedansi  $Z_L$  harus disesuaikan dengan impedansi  $Z_0$  ( $Z_0=Z_L$ ) dengan persamaan sebagai berikut :

$$Z_o = jX + \frac{1}{jB + 1/(R_L + jX_L)} \quad (2.27)$$

Dengan melakukan perkalian silang, kita akan mendapatkan dua persamaan, yaitu *real* dan *imaginer*, sebagai berikut :

$$B(R_L X - X_L Z_o) = R_L - Z_o \quad (2.28a)$$

$$B R_L Z_o - X_L = X(1 - B X_L) \quad (2.28b)$$

dimana X dan B merupakan konstanta dari elemen reaktif  $jX$  dan  $jB$  pada rangkaian L pada Gambar 2.14.

Dengan mensubstitusikan nilai X pada persamaan (2.28a) ke persamaan (2.28b), maka akan diperoleh persamaan untuk B yaitu

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L/Z_o} \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_o R_L}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (2.29)$$

Berdasarkan Gambar 2.14(a), jika nilai  $R_L > Z_0$  maka nilai dari  $\sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_o R_L} > 0$ , sehingga dapat diperoleh nilai X dengan persamaan :

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_o}{R_L} - \frac{Z_o}{B R_L} \quad (2.30)$$

Berdasarkan Gambar 2.14(b),  $Z_L$  berada di luar lingkaran  $1+jx$ . Rangkaian akan *matching* dengan kondisi  $Z_0=Z_L$  dengan persamaan sebagai berikut :

$$\frac{1}{Z_o} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + X_L)} \quad (2.31)$$

Dengan melakukan perkalian silang, maka akan diperoleh persamaan *real* dan persamaan *imaginer* :

$$B Z_o (X + X_L) = Z_o - R_L \quad (2.32a)$$

$$(X + X_L) = B Z_o R_L \quad (2.32b)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan *real* dengan *imaginer* maka akan diperoleh nilai :

$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_o - R_L)} - R_L \quad (2.33a)$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_o - R_L)/R_L}}{Z_o} \quad (2.33b)$$

Setelah melakukan perhitungan terhadap nilai X dan B, maka dapat dilakukan perhitungan untuk mencari nilai dari kapasitor dan induktor dengan menggunakan persamaan (2.34) pada saat X dan B bernilai positif.

$$C = \frac{B}{2\pi f} \quad (2.34a)$$

$$L = \frac{X}{2\pi f} \quad (2.34b)$$

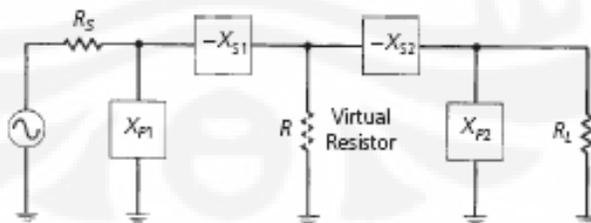
Nilai dari kapasitor dan induktor dapat juga diketahui dengan menggunakan persamaan (2.35) pada saat X dan B bernilai negatif.

$$C = \frac{-1}{\omega X} \quad (2.35a)$$

$$L = \frac{-1}{\omega B} \quad (2.35b)$$

dimana  $\omega = 2\pi f$  dan f adalah frekuensi kerja

Gambar 2.15 merupakan gambar rangkaian *phi-matching* yang adalah gabungan dari dua rangkaian *L-network*. Pada Gambar 2.15 dapat dilihat bahwa  $X_{p1}$ ,  $X_{p2}$ ,  $X_{s1}$  dan  $X_{s2}$  merupakan elemen reaktif pada rangkaian *L-Network* untuk menyesuaikan impedansi sumber  $R_S$  dengan impedansi beban  $R_L$ .



Gambar 2.15 *Phi-matching* yang merupakan gabungan *L-network* [2]

Nilai dari komponen pada rangkaian *phi-matching* dapat diperoleh dengan persamaan sebagai berikut :

$$Q = \sqrt{\frac{\max(R_g, R_L)}{R} - 1} \quad \text{atau} \quad R = \frac{\max(R_g, R_L)}{Q^2 + 1} \quad (2.36)$$

Dengan mengetahui nilai dari *virtual resistor* R pada persamaan (2.36), dapat dilakukan perhitungan untuk mencari nilai dari  $X_{s2}$  dan  $X_{p2}$  sebagai berikut :

$$X_{p2} = \frac{R_p}{Q_p} = \frac{R_L}{Q} \quad (2.37a)$$

$$X_{s2} = QR_{series} \quad (2.37b)$$

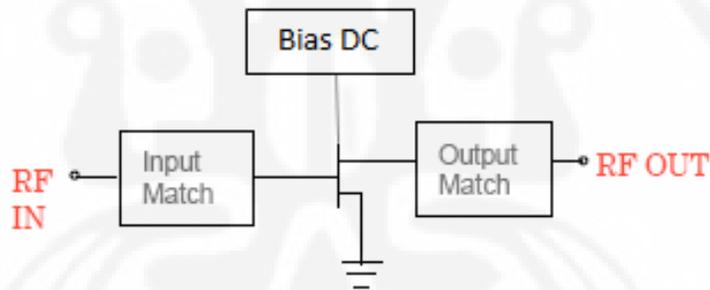
Sedangkan nilai  $Q_1$  untuk *L-network* dapat dihitung dengan menggunakan persamaan (2.36). Dengan demikian dapat dilakukan perhitungan terhadap  $X_{s1}$  dan  $X_{p1}$  dengan menggunakan persamaan (2.37).

# BAB 3

## PERANCANGAN POWER AMPLIFIER DAN SIMULASI

### 3.1 Bagian-bagian *High Power Amplifier*

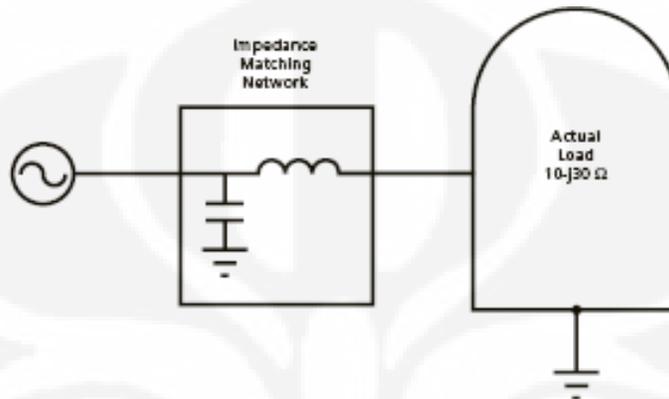
*High Power amplifier* ini dirancang untuk bekerja pada frekuensi 2,3 GHz. Pada perancangan ini, rangkaian *high power amplifier* dibagi atas beberapa bagian di antaranya yaitu bagian *input* dan *output matching impedance*, transistor sebagai penguat dan bias DC, seperti ditunjukkan pada Gambar 3.1. Pada Gambar 3.1 dapat dilihat bahwa bagian *input match* terhubung dengan *gate* transistor sedangkan *ouput match* dan bias DC terhubung dengan *drain* transistor. Gambar 3.1 merupakan gambar blok sederhana dari *high power amplifier* :



Gambar 3.1. Blok diagram *High Power amplifier* [4]

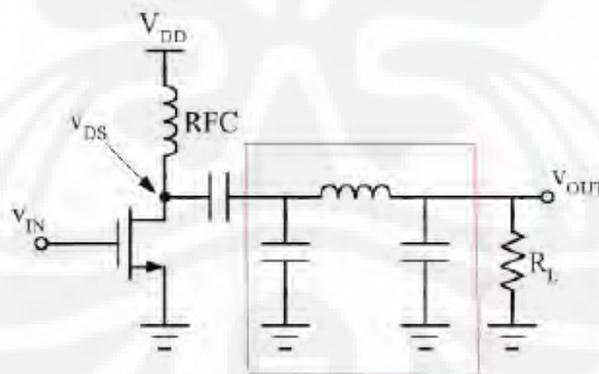
*Impedance matching* merupakan bagian yang penting dalam merancang suatu *high power amplifier*. Bagian *Impedance matching* terdiri dari *input matching impedance* dan *output matching impedance*. Rangkaian *Matching impedance* berfungsi untuk memperbaiki *Input Return of Loss (IRL)* dan *Output Return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

Rangkaian *Matching impedance* yang pada umumnya digunakan adalah bentuk *L-Network*. Dinamakan *L-Network* karena bentuknya yang menyerupai huruf L dan terdiri dua komponen yaitu induktor (L) dan kapasitor (C). Bagian *input match* pada perancangan ini menggunakan bentuk *L-Network*, seperti ditunjukkan pada Gambar 3.2.



Gambar 3.2. *L-Network* pada *input match*

Gambar 3.3 menunjukkan bagian *output match* dari suatu *high power amplifier* dengan tegangan *supply*  $V_{DD}$ . Bagian *output match* pada perancangan *high power amplifier* ini menggunakan rangkaian *phi-matching*, seperti pada Gambar 3.3. Rangkaian penyesuai impedansi *phi-matching* ini berfungsi untuk menyesuaikan impedansi transistor dengan impedansi beban  $R_L$ .

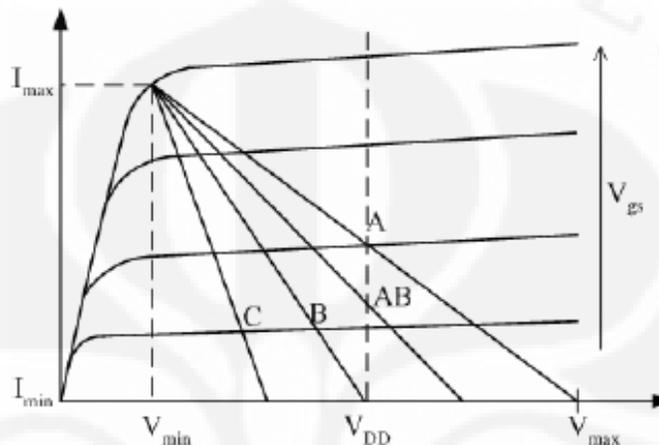


Gambar 3.3. *Phi-matching* pada *output match* [8]

Rangkaian bias *network* atau bias DC berfungsi untuk menentukan daerah operasi dari transistor yang akan digunakan sebagai penguat. Komponen yang terdapat pada rangkaian bias dalam perancangan ini yaitu komponen non-resistif

(kapasitor dan induktor) dan tegangan DC. Dalam perancangan ini transistor diatur agar bekerja pada daerah aktif (*active region*).

Gambar 3.4 menunjukkan daerah operasi/kerja dari suatu transistor yang terdiri dari A, B, C, dan AB.



Gambar 3.4. Kurva I-V transistor [8]

Pada Gambar 3.4 dapat dilihat bahwa daerah aktif transistor berada di antara  $V_{\min}$  ( $V_K$ ) dan  $V_{\max}$  ( $V_{BR}$ ). Pada perancangan ini transistor bekerja pada titik kerja B, karena *high power amplifier* yang dirancang adalah *high power amplifier* kelas B.

### 3.2 Spesifikasi Power Amplifier

Adapun spesifikasi dari *high power amplifier* yang akan dirancang yaitu bekerja pada frekuensi kerja 2,3 GHz dengan output power 100mWatt (20dBm), RF input 5-20 mWatt dengan penguatan (*gain*) 8-11 dB, efisiensi 50%, arus *drain* yang kecil dengan tegangan *supply* 9,2 volt, serta memenuhi standar kestabilan ( $K > 1$ ) dan *return of loss* baik pada bagian *input* atau pun bagian *output* ( $< -10$  dB). Perancangan sampai pada simulasi rangkaian RLC.

Spesifikasi dari *high power amplifier* yang diinginkan pada perancangan ini dapat dilihat pada Tabel 3.1. Parameter *high power amplifier* dengan frekuensi yang akan dirancang untuk *mobile WiMAX* didapatkan dari standar regulasi *WiMAX* atau sesuai dengan hasil analisis tiap blok pada rancangan yang diusulkan.

Tabel 3.1 Spesifikasi *High Power Amplifier* Yang Dirancang

<i>Operating frequency</i>	2,3 GHz
<i>Output power</i>	100 mWatt
<i>RF input</i>	5-20 mWatt
<i>Gain</i>	8-11 dB
<i>Efficiency</i>	50%
<i>Supply voltage (Vdd)</i>	9,2 volt
<i>DC current (Id)</i>	21,92 mA
<i>Input Return of Loss</i>	< - 10 dB
<i>Output Return of Loss</i>	< - 10 dB

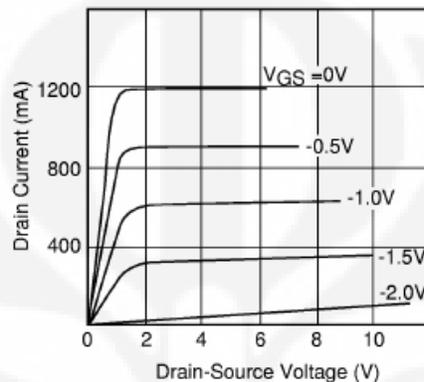
### 3.3 Pemilihan Transistor

Transistor yang digunakan yaitu FLL351ME yang merupakan jenis transistor GaAs FET. Alasan mengapa menggunakan transistor ini adalah karena transistor ini memiliki karakteristik sebagai berikut :

- High Output Power:  $P_{1dB}=35.5dBm$  (Typ.)
- High Gain:  $G_{1dB}=11.5dB$  (Typ.)
- High PAE:  $\eta_{add}=46\%$  (Typ.)
- Proven Reliability
- Hermetically Sealed Package

*Gain* pada karakteristik transistor FLL351ME sesuai dengan *gain* yang ingin dihasilkan untuk mencapai *output power* yang diinginkan pada perancangan *high power amplifier*.

Pada perancangan ini *high power amplifier* dirancang bekerja pada kelas B. Pada perancangan *high power amplifier* kelas B, tegangan *gate* diatur pada tegangan ambangnya (*threshold*). Gambar 3.5 merupakan gambar *drain current* terhadap *drain-source voltage*. Pada Gambar 3.5 dapat dilihat bahwa tegangan ambang (*threshold*) transistor yaitu pada -2 V.



Gambar 3.5. *Drain current vs Drain-source voltage* [7]

Tabel 3.2 menunjukkan data s-parameter terukur dari transistor FLL351ME yang diperoleh dari *datasheet*. Kestabilan dari transistor dapat dilihat dengan melakukan perhitungan pada s-parameter terukur transistor pada Tabel 3.2.

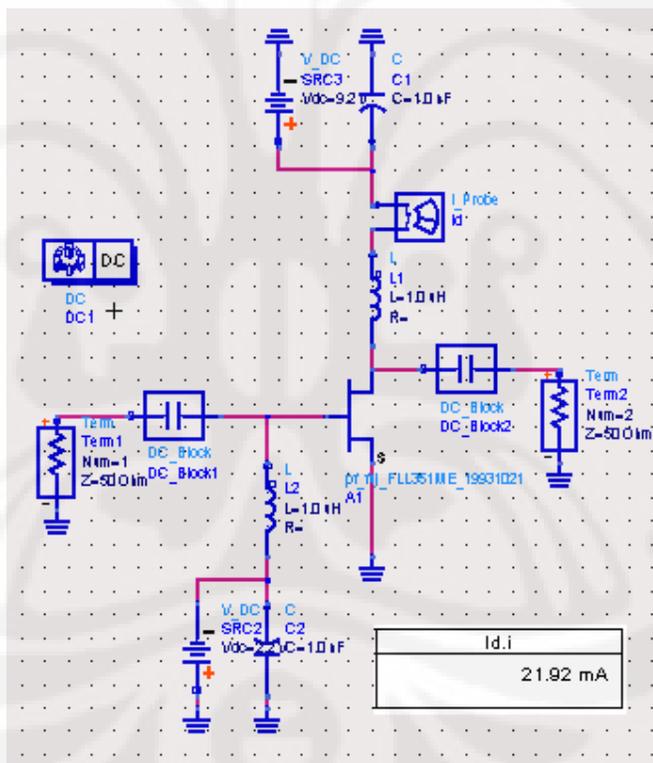
Tabel 3.2 S-parameter Terukur

FREQUENCY (MHZ)	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
100	.964	-72.8	17.142	139.4	.019	53.9	.326	-151.5
500	.879	-147.5	6.495	98.1	.030	25.4	.479	-170.8
1000	.899	-172.3	3.237	73.2	.033	20.7	.511	-179.5
1500	.902	176.6	2.174	56.9	.037	23.0	.532	175.4
2000	.901	168.3	1.652	42.8	.040	25.3	.554	170.7
2500	.899	161.5	1.352	30.1	.047	26.8	.577	166.3
3000	.895	155.1	1.156	17.6	.054	27.6	.602	161.2
3500	.888	148.4	1.017	5.5	.062	24.8	.615	155.1
4000	.879	141.8	.920	-5.7	.071	21.3	.621	149.5
4500	.869	134.6	.867	-15.5	.079	15.3	.615	147.4
5000	.850	126.6	.858	-27.2	.088	12.3	.659	143.9

### 3.4 Rangkaian DC Bias

Rangkaian DC bias pada perancangan ini menggunakan *supply* tegangan bias DC ( $V_{DD}$ ) 9,2 volt dengan arus ( $I_D$ ) 21,9 mA. Nilai dari  $I_D$  dapat diatur dengan menentukan nilai dari tegangan pada *gate*  $V_{gs}$ . Pada perancangan *power amplifier* kelas B, tegangan *gate* diatur pada tegangan ambangnya (*threshold*) sehingga akan diperoleh nilai  $I_D$  sangat kecil. Dengan demikian transistor dari *high power amplifier* tersebut bekerja aktif hanya separuh waktu. Penguat kelas B hanya melakukan proses penguatan pada setengah gelombang dari *input*.

Gambar 3.6 menunjukkan gambar rangkaian awal *high power amplifier* dengan bias DC serta kapasitor sebagai *DC-block* pada bagian *input match* dan *output match*.

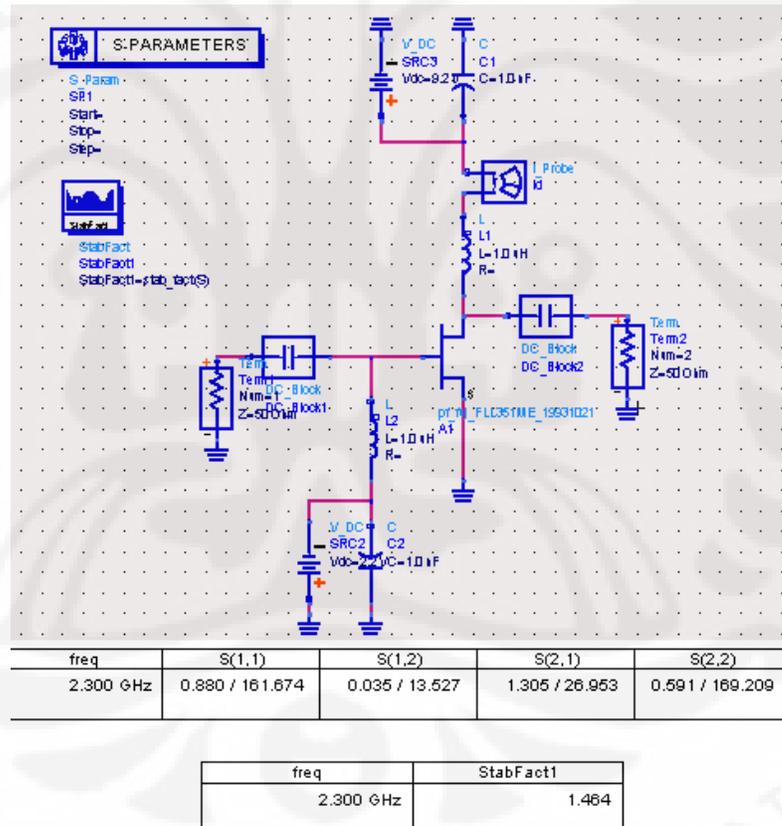


Gambar 3.6. Rangkaian dengan DC bias

### 3.5 Rangkaian *matching impedance*

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 transistor itu sendiri. Penyesuaian impedansi ini bertujuan untuk mengurangi *return of loss* yang terjadi. Selain itu dengan adanya penyesuaian impedansi dapat memperbaiki kestabilan transistor tersebut ( $K > 1$ ).

Dalam perancangan ini pertama-tama dilakukan dengan menggunakan s-parameter untuk mencari nilai  $Z_L$  dari rangkaian. Gambar 3.7 menunjukkan nilai s-parameter diperoleh dengan mensimulasikan rangkaian awal *high power amplifier* dengan bias DC menggunakan simulator S-PARAMETER.

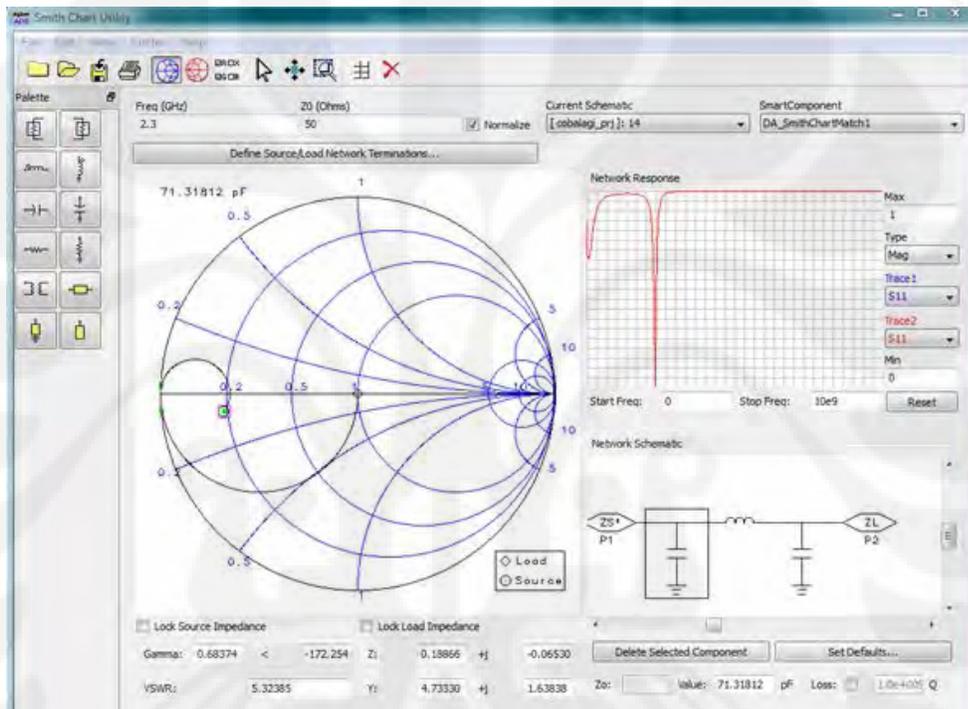


Gambar 3.7. S-parameter dan kestabilan

Pada Gambar 3.7 diperoleh besarnya nilai s-parameter  $S(1,1) = 0,88$  ,  $S(1,2) = 0,035$  ,  $S(2,1) = 1,305$  dan  $S(2,2) = 0,591$  serta faktor kestabilan ( $K > 1$ )

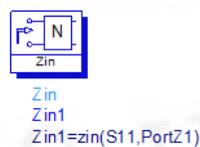


Lalu dengan menggunakan *Smith Chart* pada *ADS* pada Gambar 3.10 dapat diketahui nilai *impedance matching* untuk bagian *output match* dari *high power amplifier*. Nilai  $Z_L$  dimasukkan pada  $Z_S^*$  dan disesuaikan dengan hambatan 50 ohm yang dimasukkan pada  $Z_L^*$  pada bagian sudut kanan bawah dari *Smith Chart* pada Gambar 3.10. Lalu mengatur frekuensinya 2,3 GHz pada kolom frekuensi dan menentukan komponen *matching* untuk mendapatkan rangkaian *output match* dengan bentuk *phi-matching*, seperti pada Gambar 3.10.



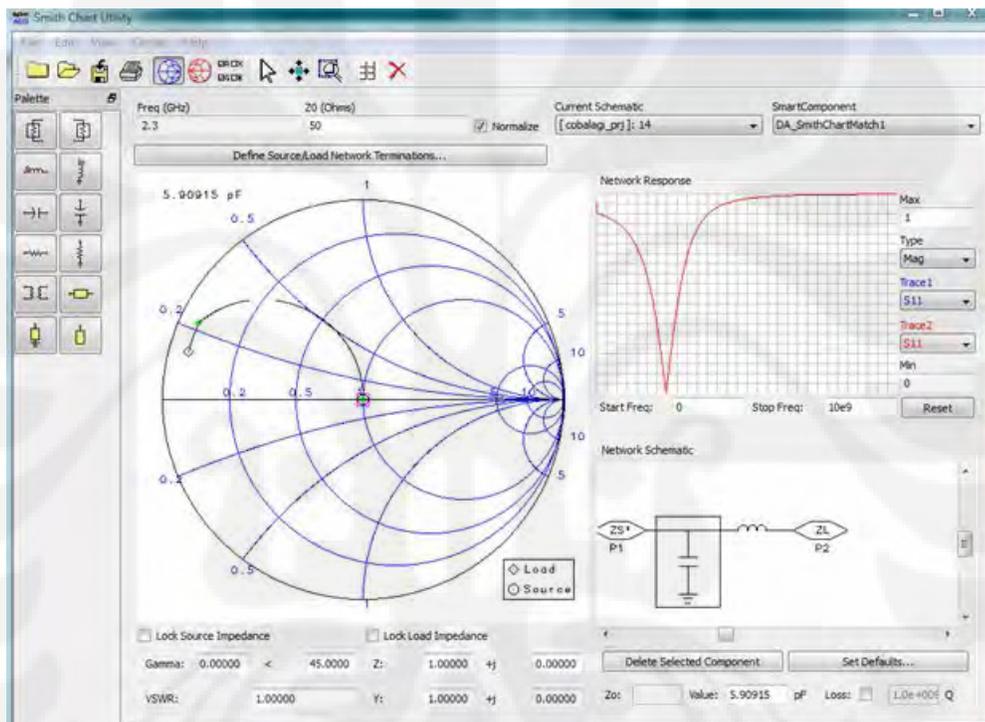
Gambar 3.10. *Output matching impedance* pada *Smith Chart*

Nilai-nilai komponen *Impedance matching* pada bagian *input match* dapat diketahui dengan terlebih dahulu mengetahui nilai  $Z_{in}$ . Gambar 3.11 merupakan gambar simulator  $Z_{in}$ . Nilai  $Z_{in}$  diperoleh dengan mensimulasikan rangkaian *high power amplifier* menggunakan simulator  $Z_{in}$  pada Gambar 3.11



Gambar 3.11. Simulator  $Z_{in}$

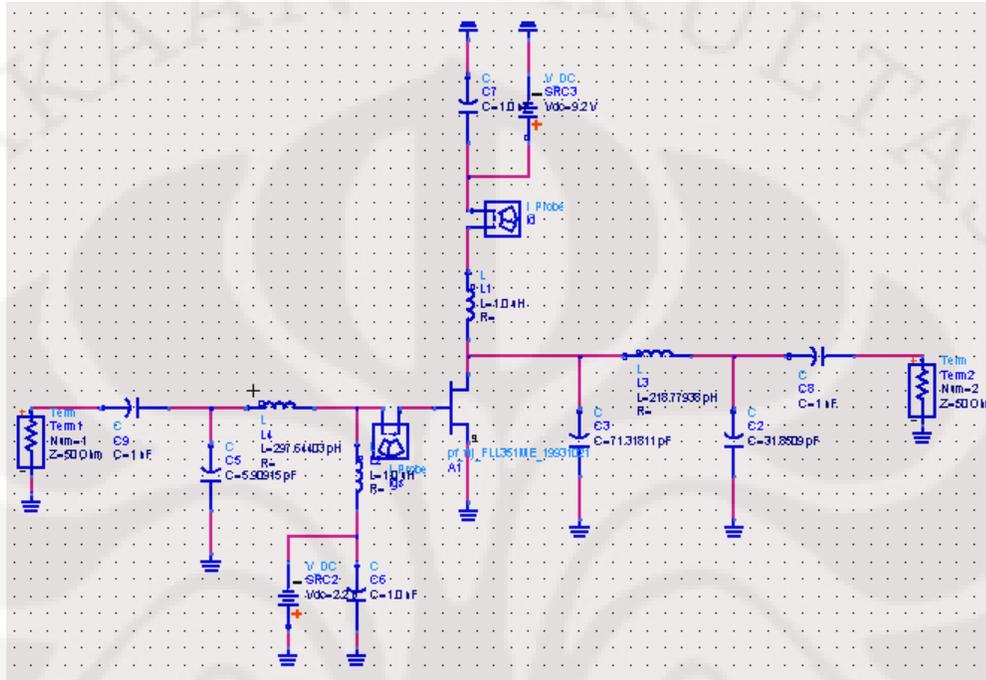
Setelah diperoleh nilai dari  $Z_{in}$ , maka dengan menggunakan *Smith Chart* pada Gambar 3.12 dapat diperoleh nilai komponen *impedance matching* pada bagian *input match*. Nilai impedansi  $Z_S$  (50 ohm) dimasukkan pada  $Z_S^*$  dan disesuaikan dengan nilai  $Z_{in}$  yang dimasukkan pada  $Z_L^*$  pada bagian sudut kanan bawah dari *Smith Chart* pada Gambar 3.12. Lalu mengatur frekuensinya 2,3 GHz pada kolom frekuensi dan menentukan komponen *matching* untuk mendapatkan rangkaian *input match* dengan bentuk *L-Network*. Gambar 3.12 menunjukkan gambar *input matching impedance* pada *Smith Chart*.



Gambar 3.12. *Input matching impedance*

Setelah melakukan langkah-langkah seperti di atas, maka diperoleh rangkaian *input-output matching impedance* pada *high power amplifier* untuk dapat menghasilkan *gain* yang diinginkan. Pada bagian *output match* diperoleh rangkaian *phi-matching* dan pada bagian *input match* diperoleh rangkaian *L-network*.

Gambar 3.13 merupakan gambar rangkaian akhir dari *high power amplifier* kelas B yang dirancang untuk aplikasi *Mobile WiMAX* pada frekuensi 2,3 GHz.



Gambar 3.13. *Final design*

### 3.6 Perhitungan pada perancangan

Dengan mengetahui nilai  $Z_L$  melalui *Load pull simulation*, maka dapat dilakukan perhitungan untuk mengetahui nilai komponen dari rangkaian *phi-matching* pada *output match*.

$$Z_L = 9,324 \text{ ohm}$$

Dengan menggunakan persamaan 2.36 dapat diperoleh nilai dari *virtual resistor*  $R = 0,0943 \text{ ohm}$ . Dengan memasukkan nilai  $R$  yang telah diperoleh ke persamaan 2.37, dapat diperoleh nilai dari komponen *phi-matching* yaitu  $C_2 = 31,8605 \text{ pF}$ ,  $C_3 = 73,495 \text{ pF}$  dan  $L_3 = 214,621 \text{ pH}$ .

Nilai komponen L-network pada bagian input match diperoleh dengan menggunakan persamaan 2.34, yaitu  $C_5 = 5,7394 \text{ pF}$  dan  $L_4 = 301,772$ .

Dengan demikian dapat diperoleh nilai s-parameter dari rangkaian power amplifier dengan *matching* impedance dan dapat dilakukan perhitungan pada parameter kestabilan dan *gain*.

Delta :

$$\begin{aligned}\Delta &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ &= (0,004\angle 35,170) * (0,236\angle -116,468) - (0,099\angle 113,861) \\ &\quad * (3,723\angle 127,286) \\ &= 0,323 \angle 61,04\end{aligned}$$

Faktor kestabilan :

$$\begin{aligned}K &= \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \\ &= \frac{1 - |0,004|^2 - |0,236|^2 + |0,323|^2}{2|(0,099\angle 113,861) * (3,273\angle 127,286)|} \\ &= 1.463\end{aligned}$$

Karena nilai  $K > 1$ , maka power amplifier ini telah menjadi *unconditional stable*.

Power gain :

$$G = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2}$$

Karena  $Z_S=Z_L=Z_o=50 \Omega$ , maka nilai  $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ , sehingga persamaan power gainnya hanya :

$$G = |S_{21}|^2 = 3.723^2 = 13.86$$

$$G(dB) = \log_{10} G = 11.41 \text{ dB}$$

Maksimum stabil gain :

$$\begin{aligned}G_{\alpha} &= \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \\ &= \frac{|3.723|}{|0.099|} (1.463 - \sqrt{1.463^2 - 1}) \\ &= 14.852\end{aligned}$$

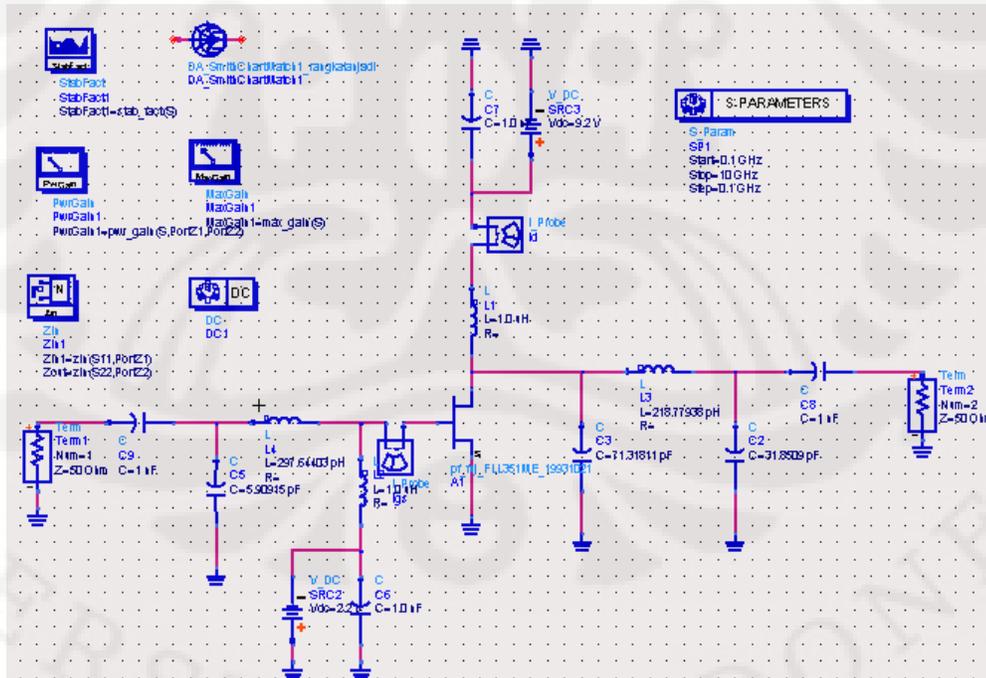
$$G_{\alpha}(dB) = \log_{10} G_{\alpha} = 11.638 \text{ dB}$$

## BAB 4

### HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

#### 4.1 Simulasi *High Power Amplifier* Satu Tingkat

*High Power amplifier* pada perancangan ini disimulasikan dengan menggunakan *software Advanced Design System (ADS)*. Gambar 4.1 merupakan gambar rangkaian akhir *high power amplifier* yang disimulasikan dengan menggunakan beberapa simulator untuk dapat melihat hasil simulasi dari *high power amplifier* yang dirancang. Simulator yang digunakan yaitu *StabFact* untuk melihat nilai kestabilan, *PwrGain* dan *MaxGain* untuk mengetahui besarnya penguatan maksimum yang dapat dihasilkan oleh *high power amplifier high power amplifier* yang dirancang, *S-PARAMETER* untuk melihat nilai s-parameter pada rangkaian akhir *high power amplifier*.



Gambar 4.1. Simulasi *power amplifier* satu tingkat

## 4.2 Analisis DC Bias

Seperti telah dijelaskan pada bab 3 bahwa pada kelas B, tegangan bias *gate* dari transistor dibuat pada nilai ambangnya (*threshold*) untuk mengatur besarnya arus  $I_D$  yang mengalir dari *drain*.

Tabel 4.1 menunjukkan besarnya nilai arus *drain* dan arus *gate* yang mengalir pada rangkaian *high power amplifier* dengan tegangan bias untuk *gate* dibuat pada nilai ambangnya (*threshold*).

Tabel 4.1 Arus *Drain* Dan Arus *Gate*

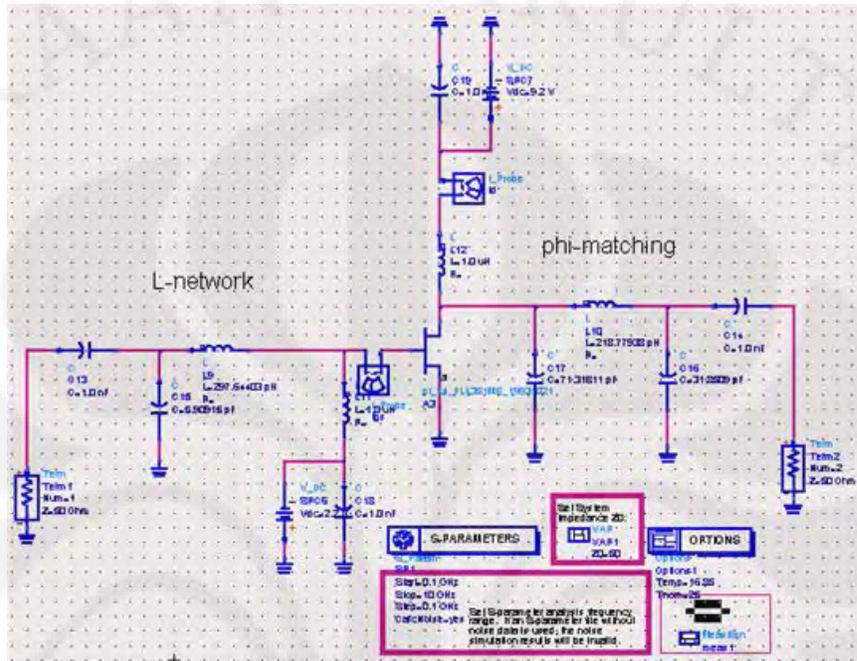
$I_{d,i}$	$I_{gs,i}$
21.92 mA	1.002 nA

Hasil simulasi pada Tabel 4.1 menunjukkan bahwa besar arus yang melalui *drain*  $I_D$  adalah 21,92 mA. Hal ini sesuai dengan yang diinginkan pada rangkaian bias DC. Sedangkan arus yang melalui *gate*  $I_{gs} = 1,002$  nA. Arus *gate* yang diperoleh mendekati nilai nol. Hal ini sesuai dengan yang diharapkan, karena memang untuk arus yang menuju ke *gate* harus sekecil mungkin atau mendekati nol.

## 4.3 Analisis Kestabilan

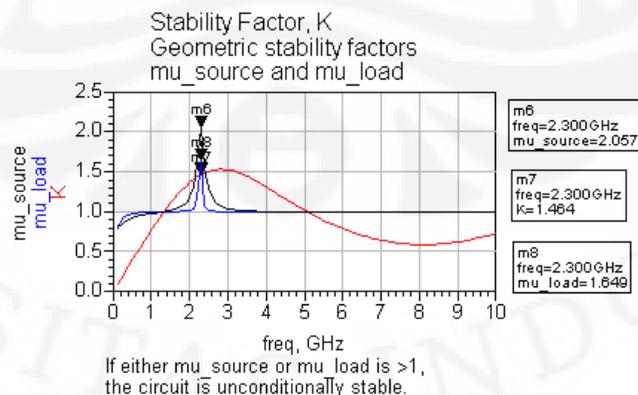
Suatu rangkaian *high power amplifier* biasanya sangat direkomendasikan dalam keadaan *unconditionally stable*. Seperti telah dijelaskan sebelumnya pada bab 2 bahwa untuk dapat mengetahui apakah *high power amplifier* yang telah dirancang telah memenuhi kriteria kestabilan atau tidak, dapat dilihat dari nilai faktor kestabilan  $K$ , Delta/determinan s-parameter, dan juga *geometric stability factor*  $\mu_{source}$  dan  $\mu_{load}$ . Nilai dari parameter Kestabilan  $K$  dan juga *geometric stability factor*  $\mu_{source}$  dan  $\mu_{load}$  diharapkan bernilai lebih besar dari satu. Sedangkan nilai parameter Delta/determinan s-parameter diharapkan bernilai lebih kecil dari satu. Jika semua kondisi tersebut telah terpenuhi, maka dapat dikatakan bahwa *high power amplifier* dalam keadaan *unconditionally stable*.

Analisis kestabilan dilakukan dengan simulasi *SP\_NF Gain match* pada ADS. Gambar 4.2 merupakan gambar rangkaian akhir *high power amplifier* yang disimulasikan dengan *SP\_NF Gain match*.



Gambar 4.2. Simulasi *SP\_NF Gain match*

Gambar 4.3 merupakan gambar hasil simulasi *high power amplifier* untuk parameter kestabilan. Hasil simulasi menunjukkan bahwa *high power amplifier* ini telah mencapai kondisi stabil. Parameter kestabilannya telah bernilai lebih besar satu. Demikian juga dengan *geometric stability factor*  $\mu_{source} > 1$  dan  $\mu_{load} > 1$ . Hal ini menandakan bahwa *power amplifier* telah mencapai kondisi stabil.



Gambar 4.3 Parameter kestabilan

Jika dibandingkan dengan hasil perhitungannya, yang diperoleh dari perhitungan nilai s-parameter dengan menggunakan persamaan (2.23), (2.25) dan (2.26), maka dapat dilihat pada Tabel 4.2 bahwa perbedaan nilainya tidak begitu besar. Tabel 4.2 menunjukkan perbandingan nilai parameter kestabilan rangkaian *high power amplifier* yang diperoleh dari hasil perhitungan dengan hasil simulasi.

Tabel 4.2 Parameter Kestabilan

Parameter	Hasil simulasi	Hasil perhitungan
K	1,464	1,463
$\mu_{\text{source}}$	2,057	2,112
$\mu_{\text{load}}$	1,649	1,667

Hasil simulasi dengan hasil perhitungan memiliki nilai yang tidak begitu berbeda. Pada Tabel 4.2 dapat dilihat bahwa nilai parameter kestabilan K untuk hasil perhitungan dan hasil simulasi masing-masing adalah 1,463 dan 1,464. Ini berarti nilai parameter kestabilan  $K > 1$  baik pada hasil simulasi atau pun hasil perhitungan, begitu juga dengan nilai  $\mu_{\text{source}} > 1$  dan  $\mu_{\text{load}} > 1$ . Hasil perhitungan untuk parameter kestabilan K diperoleh dari nilai s-parameter. Tabel 4.3 merupakan tabel nilai s-parameter dari rangkaian *high power amplifier*.

Tabel 4.3. S-parameter Rangkaian *High Power Amplifier*

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
100.0 MHz	0.873 / -51.734	0.009 / 16.811	8.013 / 103.672	0.806 / -151.206
200.0 MHz	0.880 / -90.658	0.008 / -19.305	3.799 / 64.437	0.923 / -163.464
300.0 MHz	0.910 / -113.808	0.007 / -38.008	2.151 / 42.608	0.958 / -168.567
400.0 MHz	0.930 / -128.723	0.006 / -49.494	1.377 / 27.984	0.973 / -171.436
500.0 MHz	0.943 / -139.016	0.005 / -57.235	0.965 / 17.089	0.981 / -173.320
600.0 MHz	0.950 / -146.576	0.005 / -62.827	0.724 / 8.324	0.986 / -174.683
700.0 MHz	0.955 / -152.434	0.004 / -67.108	0.573 / 0.850	0.988 / -175.740
800.0 MHz	0.957 / -157.190	0.004 / -70.553	0.475 / -5.814	0.990 / -176.608
900.0 MHz	0.958 / -161.218	0.004 / -73.458	0.409 / -11.966	0.992 / -177.357
1.000 GHz	0.958 / -164.765	0.004 / -76.020	0.364 / -17.804	0.993 / -178.033
1.100 GHz	0.958 / -168.008	0.004 / -78.384	0.335 / -23.473	0.993 / -178.670
1.200 GHz	0.956 / -171.088	0.004 / -80.664	0.317 / -29.091	0.993 / -179.297
1.300 GHz	0.953 / -174.127	0.004 / -82.964	0.309 / -34.759	0.993 / -179.941
1.400 GHz	0.948 / -177.247	0.005 / -85.389	0.311 / -40.584	0.993 / 179.367
1.500 GHz	0.942 / 179.413	0.005 / -88.064	0.323 / -46.686	0.993 / 178.589
1.600 GHz	0.934 / 175.672	0.006 / -91.147	0.348 / -53.223	0.992 / 177.667
1.700 GHz	0.922 / 171.269	0.007 / -94.873	0.391 / -60.425	0.991 / 176.514
1.800 GHz	0.904 / 165.786	0.009 / -99.613	0.463 / -68.660	0.988 / 174.967
1.900 GHz	0.877 / 158.475	0.012 / -106.033	0.587 / -78.588	0.983 / 172.707
2.000 GHz	0.830 / 147.806	0.018 / -115.487	0.816 / -91.555	0.972 / 168.975
2.100 GHz	0.740 / 129.967	0.031 / -131.354	1.308 / -110.935	0.936 / 161.539
2.200 GHz	0.521 / 91.892	0.064 / -165.245	2.568 / -148.331	0.750 / 141.502
2.300 GHz	0.004 / 35.170	0.099 / 113.861	3.723 / 127.286	0.236 / -116.468
2.400 GHz	0.167 / -5.675	0.057 / 47.577	2.009 / 57.539	0.820 / -145.785
2.500 GHz	0.520 / -70.148	0.030 / 8.464	0.991 / 14.996	0.945 / -158.397
2.600 GHz	0.751 / -99.839	0.016 / -16.167	0.499 / -13.023	0.980 / -164.438
2.700 GHz	0.863 / -117.067	0.009 / -31.428	0.270 / -31.622	0.991 / -167.797
2.800 GHz	0.918 / -127.939	0.006 / -41.364	0.157 / -44.838	0.996 / -169.875
2.900 GHz	0.948 / -135.320	0.004 / -48.284	0.098 / -54.974	0.998 / -171.279
3.000 GHz	0.964 / -140.639	0.003 / -53.402	0.064 / -63.236	0.999 / -172.293
3.100 GHz	0.974 / -144.656	0.002 / -57.375	0.043 / -70.277	0.999 / -173.062

Dengan terpenuhinya parameter-parameter ini berarti *high power amplifier* yang telah dirancang dalam keadaan *unconditionally stable*. Dengan demikian *high power amplifier* ini tidak akan mengalami osilasi.

#### 4.4 Analisis Matching Impedance

Tabel 4.4 merupakan tabel perbandingan nilai kapasitor dan induktor pada rangkaian *output matching impedance* dari hasil simulasi dengan hasil perhitungan. Pada tabel 4.4 dapat dilihat bahwa besarnya nilai komponen kapasitor dan induktor pada hasil simulasi tidak begitu berbeda dengan hasil perhitungan pada perancangan yang dilakukan.

Tabel 4.4 Komponen *Output Matching Impedance*

	Hasil Simulasi			Hasil Perhitungan		
	C1 (pF)	L (pH)	C2 (pF)	C1 (pF)	L (pH)	C2 (pF)
<i>Output Matching</i>	31,8509	218,77 938	71,31811	31,8605	214,621	73,495

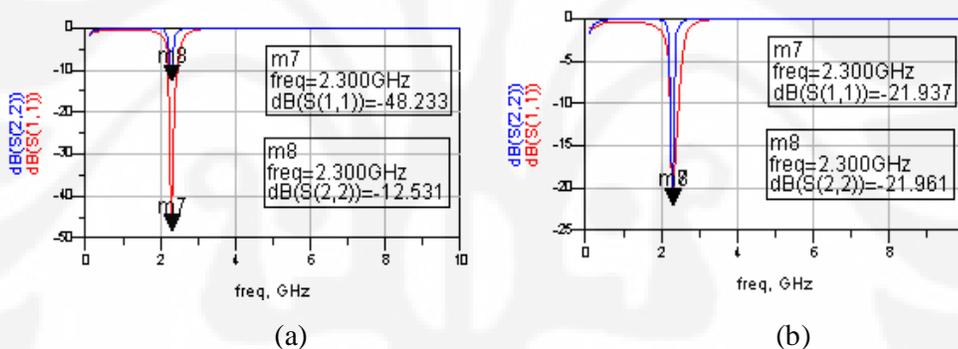
Tabel 4.5 merupakan tabel perbandingan nilai kapasitor dan induktor pada rangkaian *input matching impedance* dari hasil simulasi dengan perhitungan. Pada tabel 4.5 dapat dilihat bahwa besarnya nilai komponen kapasitor dan induktor pada hasil simulasi tidak begitu berbeda dengan hasil perhitungan pada perancangan yang dilakukan. Hal ini berarti hasil simulasi sesuai dengan yang diinginkan. Perbedaan nilai komponen ini disebabkan karena pembulatan nilai impedansi  $Z_L$  dan  $Z_S$  ketika disimulasikan dengan *Smith Chart*.

Tabel 4.5 Komponen *Input Matching Impedance*

	Hasil simulasi		Hasil perhitungan	
	C (pF)	L (nH)	C (pF)	L (nH)
<i>Input Matching</i>	5,90915	297,64403	5,7394	301,772

*Matching impedance* dari suatu rangkaian akan mempengaruhi nilai *return of loss* dari rangkaian tersebut. Standar *return of loss* dari suatu rangkaian yaitu di bawah -10dB. Rangkaian *phi-matching* pada *output match* akan mempengaruhi nilai *output return of loss (ORL)* sedangkan rangkaian *L-network* pada *input match* akan mempengaruhi nilai *input return of loss (IRL)*. Berdasarkan spesifikasi *power amplifier* yang diinginkan pada bab 3, yaitu  $IRL < -10$  dB dan  $ORL < -10$  dB, *high power amplifier* pada perancangan ini dapat dikatakan “*matched*” apabila telah memenuhi standar *return of loss*.

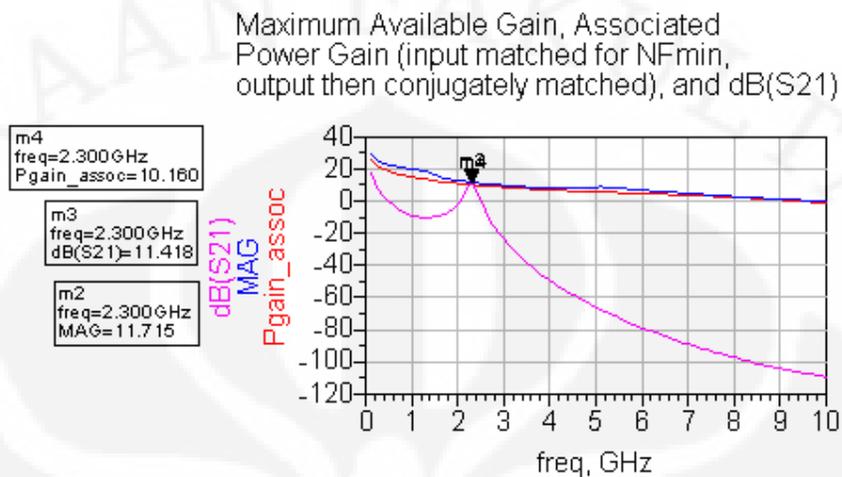
Gambar 4.4(a) merupakan gambar hasil simulasi rangkaian *high power amplifier* untuk *input return of loss (IRL)* dan *output return of loss (ORL)*. Sedangkan Gambar 4.4(b) merupakan gambar hasil perhitungan pada perancangan rangkaian *high power amplifier* untuk *input return of loss (IRL)* dan *output return of loss (ORL)*.



Gambar 4.4 (a) *Return of loss* hasil simulasi, (b) *return loss* hasil perhitungan

Pada Gambar 4.4 dapat dilihat bahwa grafik dari  $S_{11}$  dan  $S_{22}$  baik pada hasil simulasi maupun pada hasil perhitungan memiliki titik terendah pada frekuensi 2.3 GHz. Hal ini sesuai dengan diharapkan yaitu nilai *input return of loss (IRL)* dan *output return of loss (ORL)* lebih kecil dari -10 dB. Pada Gambar 4.4 juga dapat dilihat perubahan yang cukup signifikan pada  $S_{11}$  dan  $S_{22}$  dari hasil simulasi dan hasil perhitungan. Jadi nilai dari komponen *matching impedance* berpengaruh pada perubahan *return of loss* suatu rangkaian.

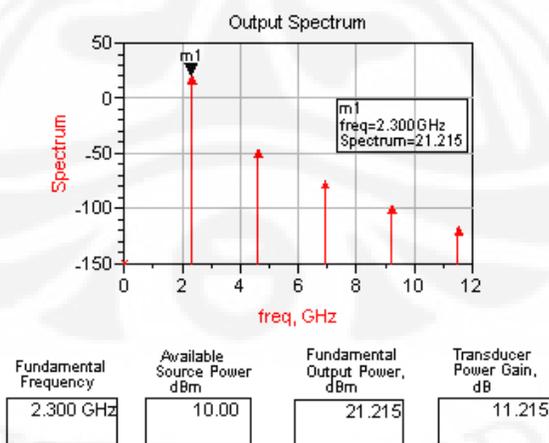
Gambar 4.5 merupakan gambar hasil simulasi rangkaian *high power amplifier* untuk parameter *gain*.



Gambar 4.5 *Gain* hasil simulasi

Pada Gambar 4.5 dapat dilihat nilai dari *power gain*, *transducer power gain* dan *maximum gain*. *Power gain* pada Gambar 4.6 ditunjukkan oleh m3 yaitu  $\text{dB}(S_{21}) = 11,418$ , *transducer power gain* ditunjukkan oleh m4 yaitu  $P_{\text{gain\_assoc}} = 10,16$  dan *maximum gain* ditunjukkan oleh m2 yaitu  $\text{MAG} = 11,715$ .

Gambar 4.6 menunjukkan hasil spectrum keluaran daya (*output power spectrum*) dan *gain* yang diperoleh power amplifier dengan *input* sebesar 10 dBm. Pada Gambar 4.6 dapat dilihat bahwa harmonis terjadi pada frekuensi 2,3 GHz.



Gambar 4.6. *Output spectrum*

Tabel 4.6 menunjukkan besarnya nilai impedansi  $Z_{in}$  pada rentang frekuensi 100 MHz sampai 3 GHz. Pada Tabel 4.6 dapat dilihat bahwa nilai  $Z_{in}$  pada frekuensi 2,3 GHz dapat dikatakan *match* dengan nilai  $Z_0 = 50$  ohm.

Tabel 4.6. Nilai Impedansi  $Z_{in}$  Rangkaian Akhir *High Power Amplifier*

freq	Zin1
100.0 MHz	17.523 - j100.663
200.0 MHz	6.266 - j49.035
300.0 MHz	3.360 - j32.486
400.0 MHz	2.223 - j23.959
500.0 MHz	1.680 - j18.668
600.0 MHz	1.390 - j15.001
700.0 MHz	1.226 - j12.258
800.0 MHz	1.134 - j10.081
900.0 MHz	1.090 - j8.266
1.000 GHz	1.079 - j6.684
1.100 GHz	1.097 - j5.249
1.200 GHz	1.141 - j3.894
1.300 GHz	1.216 - j2.563
1.400 GHz	1.325 - j1.201
1.500 GHz	1.483 + j0.256
1.600 GHz	1.708 + j1.887
1.700 GHz	2.039 + j3.811
1.800 GHz	2.550 + j6.218
1.900 GHz	3.404 + j9.462
2.000 GHz	5.032 + j14.294
2.100 GHz	9.044 + j22.703
2.200 GHz	27.916 + j39.863
2.300 GHz	50.317 + j0.225
2.400 GHz	69.818 - j2.365
2.500 GHz	39.749 - j53.350
2.600 GHz	11.973 - j40.643
2.700 GHz	5.028 - j30.374
2.800 GHz	2.630 - j24.365
2.900 GHz	1.571 - j20.530
3.000 GHz	1.026 - j17.877

## BAB 5

### KESIMPULAN

Berdasarkan uraian diatas, dapat kita ambil beberapa kesimpulan, diantaranya adalah :

- 1 High Power amplifier ini dirancang bekerja pada kelas B untuk menghasilkan *output spectrum* yang harmonis
- 2 Rangkaian DC bias yang digunakan merupakan rangkaian bias DC non-resistif atau komponennya terdiri dari kapasitor dan induktor, yang bertujuan untuk menghindari terjadinya panas akibat adanya rugi-rugi pada rangkaian
- 3 *Power amplifier* ini telah mencapai kondisi stabil atau *unconditional stable*. Parameter kestabilannya telah bernilai lebih besar satu. Demikian juga dengan  $\mu_{source} > 1$  dan  $\mu_{load} > 1$ . Hal ini menandakan bahwa *power amplifier* telah mencapai kondisi stabil. Dengan demikian *power amplifier* ini tidak akan mengalami osilasi.
- 4 Rangkaian power amplifier yang telah dirancang dapat bekerja dengan baik pada frekuensi 2,3 GHz yang diperuntukan untuk aplikasi WiMax 802.16e. hal ini dikarenakan beberapa parameter yaitu nilai  $K > 1$ ,  $\mu_{source} > 1$  dan  $\mu_{load} > 1$ , *IRL* dan *ORL*  $< -10$  dB, dengan penguatan 8-11 dB.

## DAFTAR REFERENSI

- [1] DeLap, J, Borelli, J, Donisi, T, Staggs, E, “WiMax MIMO Circuit and System Design”, Ansoft Corporation, 2007
- [2] Bowick, Chris, with John Blyler and Cheryl Ajluni, “RF Circuit Design”, Elsevier Inc., 2008.
- [3] Nader, Charles, “Design of Power Amplifier Based on Si-LDMOS for WiMax at 3.5 GHz”, University of Gavle, June 2006.
- [4] Sweet, Al, “MESFET Power Amplifier Design : Small Signal Approach”, Agilent Technologies, USA, 2001.
- [5] “ Impedance Matching “.   
<http://www.nic.unud.ac.id/~wiharta/elkom/materi/Matching%20Impedance.pdf>
- [6] Pozar, David M, *Microwave and RF Design of Wireless System*. New York : John Wiley and Sons, Inc, 2001.
- [7] “FLL351ME L-Band Medium & High Power GaAs FETs”   
<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf>
- [8] Jen, Chieh Liao, “Design of CMOS Power Amplifiers and Wide-Band Low Noise Amplifier for DVB-T Front-End”, National Central University Department of Electrical Engineering, 2001
- [9] “Impedance Matching”   
[http://www.advanced-energy.com/upload/File/White\\_Papers/ENG-WHITE18-270-02.pdf](http://www.advanced-energy.com/upload/File/White_Papers/ENG-WHITE18-270-02.pdf)

## DAFTAR PUSTAKA

Malvino, Albert P., "Electronic Principles", McGraw-Hill 2<sup>nd</sup> Edition, 1979.

Hussain, Arshad, "Advanced RF Engineering for Wireless Systems and Networks", Middletown, New Jersey, 2004.

Sutanto, "Rangkaian Elektronika : Analog dan Terpadu", Universitas Indonesia (UI-PRESS), Jakarta, 1997.

N.B de Carvalho and J.C. Pedro, "Large- and Small-Signal IMD Behaviour of Microwave Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, pp.2364-2378, 1999.

Husein, Arshad, *Advanced RF Engineering for Wireless System and Network*. New York : John Wiley and Sons, Inc, 2005.

Collin, Robert E, *Foundation for Microwave Engineering*, 2<sup>nd</sup> ed. New York : McGraw-Hill, Inc, 1992.

Pozar, David M, *Microwave Engineering*, 2<sup>nd</sup> ed. New York : Wiley and Sons, 1998.

Leenaerts, D., Tang, J.vd., Vaucher, C.S., "Circuit Design for RF Transceivers", Kluwer Academic Publisher, Boston, 2001.

Al-Shahrani, Saad Mohammed., "Design of Class-E Radio Frequency Power Amplifier", 2000.

Syed Hassan, Syed Idris. *Chapter 3 : Matching and Tuning*. Sch of Elect and Electron Eng, Engineering Campus USM.

“ Amplifier Design Tutorial “

[http://www.zen118213.zen.co.uk/RFMicrowave\\_Theory\\_Files/Amp\\_tutorial.pdf](http://www.zen118213.zen.co.uk/RFMicrowave_Theory_Files/Amp_tutorial.pdf)



Universitas Indonesia