



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**PERANCANGAN MIKROSTRIP PA DENGAN BJT *SILICON* DAN  
*BSF* SEBAGAI *RF CHOKE* UNTUK *BTS MOBILE WIMAX*  
PADA FREKUENSI 2,3 GHz**

**TESIS**

**FAKRUROJI**

**0806424365**

**FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO  
DEPOK  
DESEMBER 2010**



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**PERANCANGAN MIKROSTRIP PA DENGAN BJT SILICON DAN  
BSF SEBAGAI RF CHOKE UNTUK BTS MOBILE WIMAX  
PADA FREKUENSI 2,3 GHz**

**TESIS**

**Diajukan sebagai salah satu syarat memperoleh gelar master teknik**

**FAKRURUJI**

**0806424365**

**FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO  
DEPOK  
DESEMBER 2010**

## HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

**Nama : Fakruroji**  
**NPM : 0806424365**  
**Tanda Tangan : .....**  
**Tanggal : Desember 2010**

## HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh

Nama : Fakruroji

NPM : 0806424365

Program Studi : Teknik Elektro

Judul Skripsi : Perancangan Mikrostrip PA Dengan *BJT Silicon* dan *BSF* Sebagai *RF Choke* Untuk *BTS 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. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, MSc, PhD



Penguji : Dr. Ir. Arman Djohan



Penguji : Dr. Ir. Fitri Yuli Zulkifli, M.Sc



Ditetapkan di : Depok

Tanggal : Desember 2010

## KATA PENGANTAR

Puji syukur penulis panjatkan kepada Allah SWT, karena atas berkat dan rahmat-Nya, penulis dapat menyelesaikan tesis ini. Penulisan tesis ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Magister Teknik Program Studi Teknik Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Penulis menyadari bahwa, tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan tesis ini, sangatlah sulit bagi penulis untuk menyelesaikan tesis ini. Oleh karena itu, penulis 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 tesis ini;
- (2) Keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan moral;
- (3) Teguh Firmansyah S.T yang telah memberikan semangat dalam menyelesaikan tesis ini;
- (4) Teman-teman S2 Program Studi Teknik Elektro khususnya angkatan 2008 yang telah memberikan bantuannya;

Akhir kata, penulis berharap Allah SWT berkenan membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu. Semoga tesis ini membawa manfaat bagi pengembangan ilmu.

Depok, Desember 2010

Penulis

## ABSTRACT

Name : Fakruroji  
Study Program : Electrical Engineering  
Title : Design microstrip PA With Silicon BJT and BSF RF Choke  
For Mobile WiMAX base stations at 2.3 GHz.

Power amplifier (PA) is final component of the BTS transmitter of Mobile WiMAX system that make strengthen the signal transmitted from the source. In this design, power amplifier designed to work at frequency of 2.3 GHz. This is a carrier frequency for the Mobile WiMAX in Indonesia. PA proposed using NPN Silicon NE662M04 with the power supply  $V_{cc} = 5\text{ V}$  and  $I_c = 20$ . To simplify the manufacturing process, band-stop filter was used as RFC. Using of band-stop filter as RFC is very profitable addition to making only a single-layer, but also the DC current can flow without any interference with the RF remain blocked. The design uses a common-emitter because it has the highest gain power. Meanwhile, the microstrip FR4,  $\epsilon_r = 4.3$  with  $h = 1.6\text{ mm}$ , was used as a set of matching input and output matching. The power-divider bias is used is because has a low sensitivity. To analyze the performance of the PA to changes in temperature, simulated temperature changes. Results obtained : gain (S21) = 7.69 dB, input return loss (S11) = -13.757 dB, output return loss (S22) = -7.496 dB. In addition, PA frequencies was shift up to 2.57 GHz.

Key Words : PA, RFC, *gain*, *return loss*, *bandstop filter*, ADS.

## ABSTRAK

Nama : Fakrurroji  
Program Studi : Teknik Elektro  
Judul : Perancangan Mikrostrip PA Dengan BJT Silicon dan BSF Sebagai RF Choke Untuk BTS Mobile WiMAX Pada Frekuensi 2,3 GHz.

*Power amplifier* (PA) merupakan komponen akhir pada bagian pemancar BTS dari sistem *Mobile WiMAX* yang berfungsi untuk menguatkan sinyal yang dikirimkan dari sumber. Pada perancangan ini *power amplifier* dibuat untuk bekerja pada frekuensi kerja 2,3 GHz. PA yang diusulkan menggunakan *NPN Silicon NE662M04* dengan *power supply*  $V_{cc} = 5 \text{ V}$  dan  $I_c = 20 \text{ mA}$  agar memperoleh gain yang besar. Untuk mempermudah proses fabrikasi maka digunakan *band-stop filter* sebagai *radio frequency choke* (RFC). Penggunaan *band-stop filter* sebagai (RFC) untuk memudahkan dalam pembuatan di *single-layer*, juga arus DC dapat mengalir tanpa ada gangguan dengan RF yang tetap terblok. Perancangan PA menggunakan *common-emiter* karena memiliki power gain paling tinggi. Sementara itu, mikrostrip dengan FR4,  $\epsilon_r = 4,3$  dan  $h = 1,6 \text{ mm}$ , digunakan sebagai rangkaian *matching input* dan *matching output*. Tipe bias transistor yang digunakan yaitu *power-divider* karena memiliki tingkat sensitifitas perubahan  $\beta$  paling rendah terhadap perubahan suhu. Hasil pabrikan maka diperoleh nilai gain ( $S_{21}$ ) = 7,69 dB, input return loss ( $S_{11}$ ) = -13,757 dB, output return loss ( $S_{22}$ ) = -7,496 dB. Selain itu, PA mengalami pergeseran frekuensi hingga ke 2,57 GHz.

Kata kunci : PA, RFC, gain, return loss, bandstop filter, ADS.

# DAFTAR ISI

	Halaman
HALAMAN JUDUL .....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS .....	ii
HALAMAN PENGESAHAN .....	iii
KATA PENGANTAR .....	iv
HALAMAN PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH .....	v
ABSTRAK .....	vi
ABSTRACT .....	vii
DAFTAR ISI .....	viii
DAFTAR TABEL .....	xi
DAFTAR GAMBAR .....	xii
<b>BAB I PENDAHULUAN .....</b>	<b>1</b>
1.1 Latar Belakang .....	1
1.2 Tujuan Penulisan .....	3
1.3 Batasan Masalah .....	3
1.5 Sistematika Penulisan .....	4
<b>BAB II LANDASAN TEORI .....</b>	<b>5</b>
2.1 Power Amplifier .....	5
2.1.1 Kelas Operasi PA .....	5
2.1.1.1 Penguat Kelas A .....	6
2.1.1.2 Penguat kelas B .....	7
2.1.1.3 Penguat kelas AB .....	8
2.1.1.4 Penguat kelas C .....	9
2.2 Karakteristik Power amplifier .....	10
2.2.1 Daya .....	10
2.2.2 Efisiensi .....	10
2.2.3 Penguatan ( <i>gain</i> ) .....	11
2.2.4 Linearitas .....	12
2.2.5 Kestabilan .....	12

2.3 Rangkaian DC Bias Voltage Divider .....	15
2.4 Power Gain Common- Emitter .....	17
2.5 S-Parameter .....	19
2.5.1 Linier Gain Kompleks .....	20
2.5.2 Linier Gain Skalar .....	20
2.5.3 Logaritmik Gain Skalar .....	20
2.5.4 Insertion loss .....	20
2.5.5 Input return loss .....	21
2.5.6 Output return loss .....	21
2.5.7 Reverse gain and reverse isolation .....	21
2.5.8 Tegangan koefisien refleksi .....	22
2.5.9 Voltage standing wave ratio .....	22
2.6 Penyesuaian Impedansi ( <i>Matching Impedance</i> ) .....	22
2.7 Mikrostrip .....	24
2.7.1 Mikrostrip <i>Line</i> .....	24
2.7.2 <i>Cylindrical Via Hole</i> .....	25
2.8 Bandstop Filter untuk RF Chokes .....	27
<b>BAB III PERANCANGAN POWER AMPLIFIER DAN SIMULASI .....</b>	<b>29</b>
3.1 Alur perancangan Power Amplifier .....	29
3.2 Spesifikasi <i>HPA</i> .....	30
3.3 Blok Diagram dan Pemilihan Kelas <i>Power Amplifier</i> .....	30
3.4 Pemilihan Transistor .....	31
3.5 Rangkaian DC Bias .....	32
3.6 Perancangan Power Amplifier Dengan Induktor sebagai RFC... ..	33
3.6.1 Induktor sebagai RFC .....	33
3.6.2 Analisis Kestabilan dan <i>Improve Stability</i> .....	34
3.6.3 Parameter <i>matching impedance</i> .....	35
3.7 Perancangan Power Amplifier Dengan Bandstop Filter Sebagai RFC .....	37
3.7.1 Bandstop Sebagai RFC .....	37
3.7.2 Analisis Kestabilan dan <i>Improve Stability</i> .....	39
3.7.3 Analisis Kestabilan dan <i>Improve Stability</i> .....	40

3.7.4 Layout Rangkaian Power Amplifier .....	41
<b>BAB IV HASIL SIMULASI DAN ANALISA PENGUKURAN .....</b>	<b>42</b>
4.1 Hasil Simulasi Rangkaian Lengkap Power Amplifier .....	42
4.1.1 Simulasi Gain (S21) dari PA .....	42
4.1.2 Simulasi Input Return Loss (S11) dari PA .....	42
4.1.3 Simulasi Output Return Loss (S22) dari PA .....	43
4.1.4 Simulasi Stability Factor dari PA .....	44
4.1.5 Simulasi VSWR dari PA .....	44
4.2 Hasil Simulasi Kinerja Amplifier Terhadap Perubahan Suhu .....	46
4.2.1 Hasil Simulasi Gain (dB) PA Terhadap Perubahan Suhu .....	46
4.2.2 Hasil Simulasi Input Return Loss (dB) PA Terhadap Perubahan Suhu .....	46
4.2.3 Hasil Simulasi Stability Factor PA Terhadap Perubahan Suhu .....	47
4.3 Hasil Pengukuran Kinerja PA yang dipabrikasi .....	47
4.3.1 Hasil Pengukuran Gain (S21) dari PA .....	48
4.3.2 Hasil Pengukuran Input Return Loss (S11) dari PA .....	48
4.3.3 Hasil Pengukuran Output Return Loss (S22) dari PA. ....	49
<b>BAB V KESIMPULAN .....</b>	<b>51</b>
<b>DAFTAR REFERENSI .....</b>	<b>52</b>
<b>DAFTAR - LAMPIRAN .....</b>	<b>54</b>
Lampiran 1 Datasheet Transistor .....	54
Lampiran 2 Rangkaian 1 .....	64
Lampiran 3 Rangkaian 2 .....	65

## Daftar Tabel

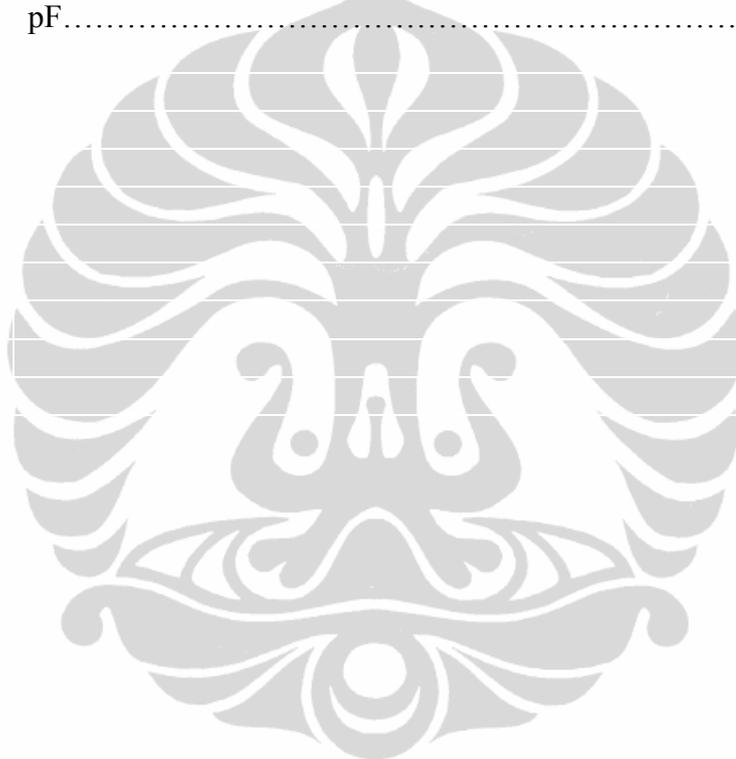
	Halaman
Tabel 3.1	Spesifikasi <i>PA</i> Yang Dirancang 31
Tabel 3.2	S-Parameter dan Stability Factor DC bias dengan Induktor RFC ..... 35
Tabel 3.3	Input dan Output Maching dengan $W= 3\text{mm}$ atau $Z = 51,2 \Omega$ 36
Tabel 3.4	Spesifikasi $Z$ dari Transmission Line 1 mm 37
Tabel 3.5	S-Parameter dan Stability Factor DC bias dengan Bandstop filter RFC ..... 38
Tabel 3.6	Input dan Output Maching dengan $W=3 \text{ mm}$ atau $Z = 51,2 \Omega$ 40
Tabel 4.1	Perbandingan Hasil Simulasi <i>PA</i> dengan induktor RFC dan bandstop RFC ..... 45
Tabel 4.2	Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran <i>PA</i> ..... 50



## Daftar Gambar

		Halaman
Gambar 1.1	Blok diagram BTS <i>m</i> -WiMAX [3] .....	1
Gambar 2.1	Blok diagram <i>transmitter</i> Wimax [8] .....	5
Gambar 2.2	Titik kerja masing-masing kelas amplifier [7] .....	6
Gambar 2.3	(a) Bentuk rangkaian kelas A (b) Gelombang arus collector kelas A [7] .....	7
Gambar 2.4	(a) Bentuk rangkaian kelas B (b) Gelombang arus collector kelas B [7] .....	8
Gambar 2.5	(a) Bentuk rangkaian kelas AB (b) Gelombang arus collector kelas AB [7] .....	9
Gambar 2.6	(a) Bentuk rangkaian kelas C (b) Gelombang arus collector kelas C [7] .....	9
Gambar 2.7	Rangkaian <i>voltage-divider bias</i> [13] .....	15
Gambar 2.8	Analisa hambatan <i>thevenin voltage-divider bias</i> [13] .....	15
Gambar 2.9	Analisa tegangan <i>thevenin voltage-divider bias</i> [13] .....	16
Gambar 2.10	Thevenin <i>voltage-divider bias</i> [13] .....	16
Gambar 2.11	Rangkaian <i>common-emitter</i> .....	17
Gambar 2.12	S-Paramater .....	18
Gambar 2.13	<i>Conjugate Matching</i> [13] .....	23
Gambar 2.14	<i>Load Matching</i> [13] .....	23
Gambar 2.15	Sistem Saluran Transimisi Yang “Matched” [13] .....	23
Gambar 2.16	Bentuk geometri dari mikrostrip .....	24
Gambar 2.17	Fungsi VIA Hole [11] .....	26
Gambar 2.18	(a) Sebuah mikrostrip bias T didalamnya bandstop (pseudolowpass) filter untuk RF choke (b)Hasil dari kinerja simulasi EM pada mikrostrip bias T. ....	28
Gambar 3.1	Diagram Alir Perancangan .....	29
Gambar 3.2	Diagram blok PA .....	30
Gambar 3.3	Arus <i>collector</i> vs tegangan <i>emitter</i> [10] .....	32
Gambar 3.4	Rangkaian dengan DC bias .....	33
Gambar 3.5	Pengujian s-parameter Induktor sebagai RFC .....	34
Gambar 3.6	Hasil Pengujian s-parameter Induktor sebagai RFC .....	34
Gambar 3.7	Stability Factor DC bias dengan Induktor RFC .....	35
Gambar 3.8	Parameter Z source dan Z load PA dengan Induktor RFC ....	36
Gambar 3.9	Pengujian s-parameter Bandpass filter sebagai RFC .....	38
Gambar 3.10	Pengujian s-parameter Induktor sebagai RFC .....	38
Gambar 3.11	Stability Factor DC bias dengan Bandstop filter RFC .....	39
Gambar 3.12	Parameter Z source dan Z load PA dengan Bandstop filter RFC .....	40
Gambar 3.13	Layout PA dengan <i>bandstop filter</i> RFC .....	41
Gambar 3.14	Hasil pabrikasi PA dengan <i>bandstop filter</i> RFC .....	41
Gambar 4.1	Perbandingan Hasil Gain (S <sub>21</sub> ) Power Amplifier .....	42
Gambar 4.2	Perbandingan Hasil Input Return Loss (S <sub>11</sub> ) Power Amplifier .....	43

Gambar 4.3	Perbandingan Hasil Output Return Loss (S22) Power Amplifier .....	43
Gambar 4.4	Perbandingan Hasil Stability Factor Power Amplifier .....	44
Gambar 4.5	Perbandingan VSWR Power Amplifier .....	45
Gambar 4.6	Kinerja Gain PA terhadap perubahan suhu. ....	46
Gambar 4.7	Kinerja input return loss PA terhadap perubahan suhu. ....	46
Gambar 4.8	Kinerja <i>stability factor</i> PA terhadap perubahan suhu .....	47
Gambar 4.9	Pengukuran Kinerja PA yang telah dipabrikasi .....	47
Gambar 4.10	Pengukuran Gain (S21) Power Amplifier .....	48
Gambar 4.11	Pengukuran Input Return Loss (S11) Power Amplifier .....	49
Gambar 4.12	Pengukuran Output Return Loss (S22) Power Amplifier ....	49
Gambar 4.13	Pengukuran gain S21 apabila menggunakan kapasitor 3,667 pF.....	50



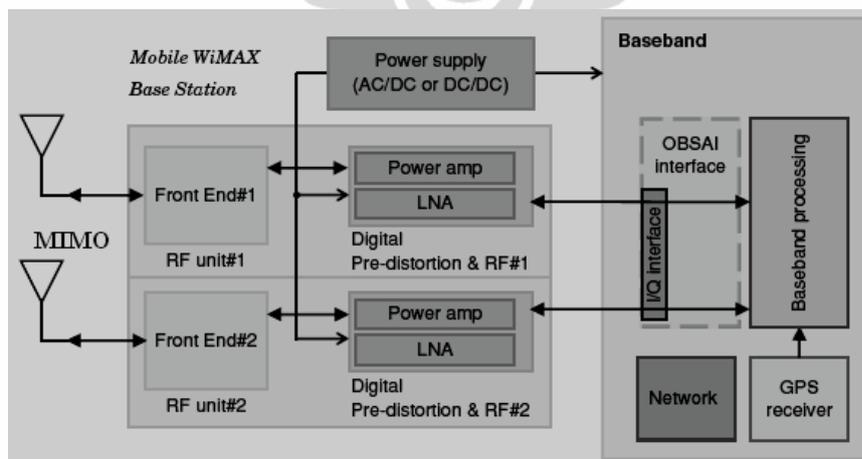
# BAB 1

## PENDAHULUAN

### 1.1 Latar Belakang

Saat ini permintaan kebutuhan teknologi telekomunikasi berkembang sangat pesat khususnya untuk layanan komunikasi multimedia pita lebar. Selain faktor mobilitas, teknologi komunikasi harus pula mendukung kebutuhan *service multimedia interaktif, telekonfrens, wireless internet*. Teknologi komunikasi masa depan ini memerlukan *bandwidth* yang lebar, *bit rate* yang besar, mobilitas *global, service portability* dan *low-cost service*. Salah satu teknologi *broadband wireless access* (BWA) yang dapat memenuhi kriteria kebutuhan komunikasi masa depan adalah *worldwide interoperability for microwave access* (WiMAX). WiMAX merupakan teknologi akses nirkabel pita lebar yang mempunyai kemampuan transfer data hingga 70 Mbps dan jangkauan 50 Km [1]. Untuk kawasan Asia Pasifik, WiMAX dialokasikan pada frekuensi 2,3 GHz, 2,5 GHz, 3,3 GHz, 3,5 dan 5,8 GHz. Pemerintah Indonesia, melalui Dirjen Pos dan Telekomunikasi telah menetapkan frekuensi kerja WiMAX pada 2,3 dan 3,3 GHz untuk *fixed* WiMAX serta pada 2,3 GHz untuk *m-WiMAX* [2].

Blok diagram *transmitter base tranceiver station* (BTS) *m-Wimax* terlihat pada Gambar 1.1. Pada BTS terdapat antena, *power amplifier* (PA), dan *low noise amplifier* (LNA). PA secara umum merupakan suatu alat yang dapat meningkatkan level sinyal masukan.



Gambar 1.1 Blok diagram BTS *m-WiMAX* [3]

Ketersediaan power pada BTS harus menjadi perhatian khusus, agar *user* dapat memperoleh sinyal dengan power yang cukup. Untuk itu, diperlukan PA yang memiliki gain yang besar.

Beberapa perancangan PA untuk *m-WiMAX* telah dilakukan [4]-[12]. Salah satunya yaitu perancangan yang dilakukan oleh Charles Nader [4], dimana dirancang PA menggunakan kelas A *single-stage* PA dengan  $V_{dd} = 28$  V, dan  $I_d = 50$  mA. Hasil yang diperoleh berupa gain = 5,27 dB, efisiensi = 12,9 %. Rangkaian yang dirancang menggunakan mikrostrip dengan *bandpass* filter *single-layer* sebagai *RF Choke* (RFC). RFC adalah sebuah komponen yang dapat memblokir RF namun dapat mengalirkan DC. RFC biasanya terdapat pada DC bias, agar sinyal RF tidak dapat masuk ke sumber DC.

Perancangan yang dilakukan R.Paganelli [5] yaitu PA *single-stage* yang bekerja pada frekuensi 2,4 GHz dengan menggunakan penguat *Silicon BJT*. Hasil yang diperoleh berupa gain = 13 dB dengan efisiensi 10%. Pada perancangan digunakan *chip* komponen dan *spiral induktor dual-layer* sebagai RFC.

Perancangan PA yang lain antara lain Hsien-Yuan Liao [6] berupa PA dengan CMOS untuk WiMAX. PA yang dirancang menggunakan CMOS 0,18  $\mu\text{m}$ , dengan power-supply 1,8 V baik untuk *driver* dan *power-stage* dengan frekuensi kerja 2,6 GHz. Hasil yang diperoleh berupa gain = 12,3 dB dengan nilai *return loss* sebesar 10,3 dB. Perancangan yang dilakukan Ahmad Sayed [7] berupa PA *single-stage* untuk ultra wide band (UWB) yang bekerja pada frekuensi 2,4 GHz dengan  $V_{ds} = 30$  V dan  $I_{ds} = 500$  mA. Hasil gain *broadband* yang diperoleh sebesar 8 dB dengan RFC berupa *three-coil* induktor. PA yang dirancang oleh David Ridho [8]. Dimana, PA tersebut dirancang untuk *BTS m-Wimax* yang bekerja pada frekuensi 2,3 GHz menggunakan *GaAs MESFET FLL351E* dengan nilai  $V_{dd} = 9,2$  V dan arus  $I_{dd} = 21,9$  mA. Hasil gain yang diperoleh sebesar = 10,16 dB. Pada perancangan digunakan *chip* komponen.

Terlihat bahwa PA yang dirancang R.Paganelli [5] walaupun merupakan PA *single-stage* akan tetapi memiliki *gain* paling besar, hal ini dikarenakan penggunaan *Silicon BJT* sebagai amplifier. Untuk frekuensi dibawah 6 GHz, BJT memiliki nilai *typical gain* yang besar dengan *power capacity* yang besar pula [3][9], sementara itu untuk aplikasi frekuensi diatasnya sebaiknya digunakan FET

transistor [9]. PA pada frekuensi *microwave* banyak dirancang pada kelas A karena memiliki linearitas dengan *power capacity* yang tinggi, dengan tetap menjaga kestabilan transistornya [3][9][10].

Salah satu tantangan perancangan rangkaian untuk frekuensi *microwave* yaitu komponen induktor karena memiliki sifat *open-circuit*. Untuk menangani hal tersebut maka dibuatlah *planar spiral induktor* [11][12] sehingga rangkaian *microwave* tersebut harus memiliki *layering* lebih dari dua layer. Hal ini dapat menyulitkan proses fabrikasi. Induktor juga dapat berguna sebagai *RFC* [2][4][5]. Untuk proses fabrikasi diperlukan pemilihan *RFC* yang sesuai agar prosesnya lebih mudah.

Pada penelitian PA ini diusulkan untuk menggunakan *NPN Silicon NE662M04* dengan *power supply*  $V_{cc} = 5 \text{ V}$  dan  $I_c = 20 \text{ mA}$  [13] agar memperoleh gain yang besar. Untuk mempermudah proses pabrikan maka digunakan *BSF* sebagai *RFC*. Penggunaan *BSF* sebagai *RFC* sangat menguntungkan selain pembuatannya hanya *single-layer*, tetapi juga arus DC dapat mengalir tanpa ada gangguan dengan RF yang tetap terblokir [14][15]. *Band-stop filter* tersebut memiliki panjang lengan  $\lambda/4$  diikuti dengan sebuah *stub* [14][15][16]. Perancangan ini menggunakan *common-emitter* karena memiliki power gain paling tinggi [17]. Sementara itu, mikrostrip FR4,  $\epsilon_r = 4,3$  dengan  $h = 1,6 \text{ mm}$ , digunakan sebagai rangkaian *matching input* dan *matching output*. Tipe bias transistor yang digunakan yaitu *power-divider* karena memiliki tingkat sensitifitas perubahan  $\epsilon_r$  paling rendah terhadap perubahan suhu [18]. Untuk menganalisa kinerja PA terhadap perubahan suhu, dilakukan simulasi perubahan suhu. Setelah proses pabrikan, maka dilakukan pengukuran kinerja PA tersebut.

## 1.2 Tujuan

Tujuan penelitian ini untuk merancang *power amplifier (PA)* dengan silicon BJT pada *transmitter* BTS *m-WiMAX* yang memiliki gain 7-20 dB [2] dengan frekuensi kerja 2,3 GHz [2][8], faktor kestabilan ( $K > 1$ ) [2][8], dengan input return loss ( $< -10 \text{ dB}$ ) [2][8], dan output return loss ( $< -10 \text{ dB}$ ) [2][8].

## 1.3 Batasan Masalah

Permasalahan yang dibahas dalam penelitian ini berkisar rancang bangun mikrostrip PA pada frekuensi 2,3 GHz dengan Silicon BJT sebagai penguat dan

BSF sebagai *RFC*. Untuk kemudian dianalisa kerjanya yang meliputi gain, *return loss*, *VSWR*, dan ketahanan terhadap perubahan suhu.

Bagian yang diproduksi adalah PA yang menggunakan BSF *RF Choke* untuk kemudian dilakukan pengukuran dan analisa terhadap kerjanya.

#### 1.4 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan Tesis ini adalah sebagai berikut :

##### BAB 1 PENDAHULUAN

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

##### BAB 2 POWER AMPLIFIER

Pada bab ini dibahas teori mengenai PA, DC bias, *scattering* parameter dan kestabilan, rangkaian *impedance matching*, mikrostrip, dan RFC dengan *bandpass filter*.

##### BAB 3 PERANCANGAN DAN FABRIKASI POWER AMPLIFIER

Menjelaskan tahap-tahap yang dilakukan dalam perancangan *Power Amplifier*, mensimulasikan rancangan akhir dengan *software Advance Desain System* untuk kemudian di Pabrikasi.

##### BAB 4 ANALISA HASIL SIMULASI DAN PENGUKURAN POWER AMPLIFIER

Melakukan pengukuran untuk kemudian dianalisa kinerja PA yang telah di simulasi dengan yang diproduksi.

##### BAB 5 KESIMPULAN

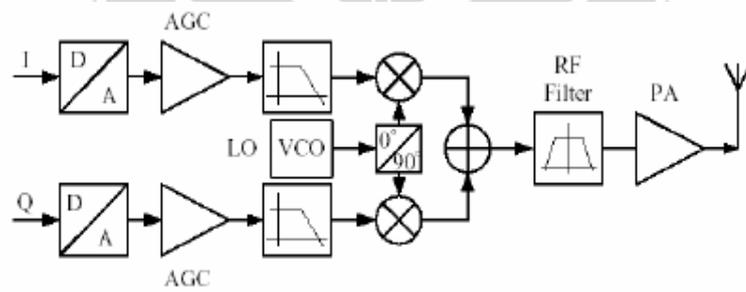
Pada bab ini berisi kesimpulan hasil rancang bangun PA ini.

## BAB 2

### POWER AMPLIFIER

#### 2.1 Power Amplifier

Salah satu parameter yang penting dalam sistem RF adalah power amplifier (PA). Pada *transmitter* di *base station*, PA dibangun untuk meningkatkan kekuatan sinyal dan memungkinkan transmisi pada jarak jauh dengan beberapa batasan [4]. Bagian terakhir pada suatu *transmitter* adalah PA seperti ditunjukkan pada Gambar 2.1. PA berfungsi untuk menguatkan sinyal-sinyal yang lemah agar diperoleh *output* yang besar sesuai yang diinginkan [8].



Gambar 2.1. Blok diagram *transmitter* Wimax [8]

Ada beberapa karakteristik yang harus diperhatikan dalam merancang 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*, sedangkan *amplifier* dengan tingkat linearitas yang tinggi digunakan pada sisi penerima (*receiver*) [4].

##### 2.1.1 Kelas Operasi Amplifier

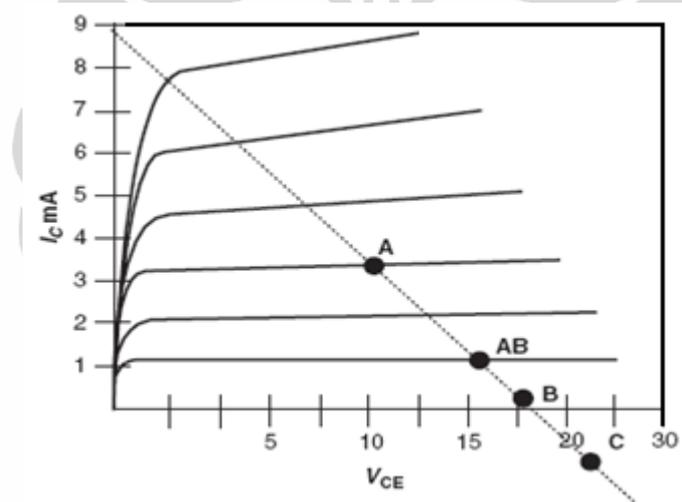
Memilih titik bias dari sebuah RF power amplifier dapat menentukan tingkat kinerja dari sebuah PA. Dari pendekatan bias PA dapat untuk

mengevaluasi kinerja power amplifier seperti gain, efisiensi, linierity, atau parameter-parameter lain untuk aplikasi-aplikasi tertentu [4].

Untuk mengoperasikan sebuah transistor pada kelas tertentu, seperti yang ditunjukkan Gambar 2.2 dimana titik A, AB, B dan C merupakan daerah kerja sebuah transistor dibias DC. Dimana titik-titik tadi akan menentukan kerja dari kelas power amplifier yang dirancang dengan menggunakan transistor BJT, sesuai dengan kelas yang diinginkan [7].

Untuk mengoperasikan sebuah transistor untuk klas tertentu, base, dan collector harus di bias dengan tegangan DC untuk menentukan titik operasi tertentu.(question point atau Q-point), sesuai dengan kelas yang diinginkan.

Pemilihan Q-point sangat mempengaruhi linearity, power gain, dan efisiensi, serta mencegah transistor dari kepanasan yang buruk dan kerusakan [4].



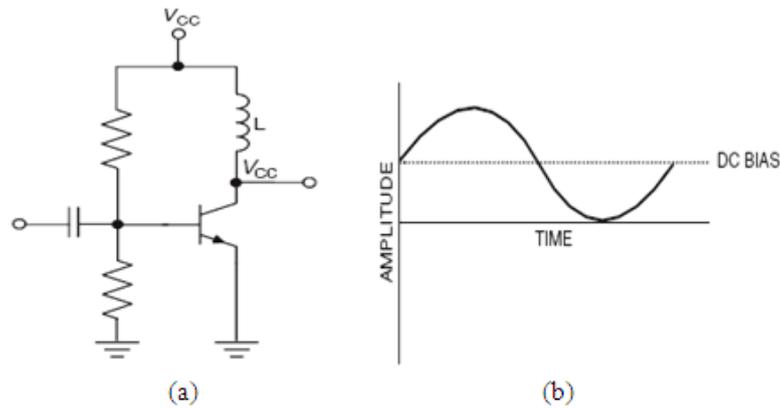
Gambar 2.2 Titik kerja masing-masing kelas amplifier [7]

### 2.1.1.1 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 kurang efisien [8]. 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*) [8].

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 2.3b [8]. Karena *amplifier* selalu dalam keadaan aktif, walaupun tidak ada input, mengakibatkan daya tetap dikonsumsi dari sumber. Inilah alasan mengapa *amplifier* kelas A ini kurang efisien [8].

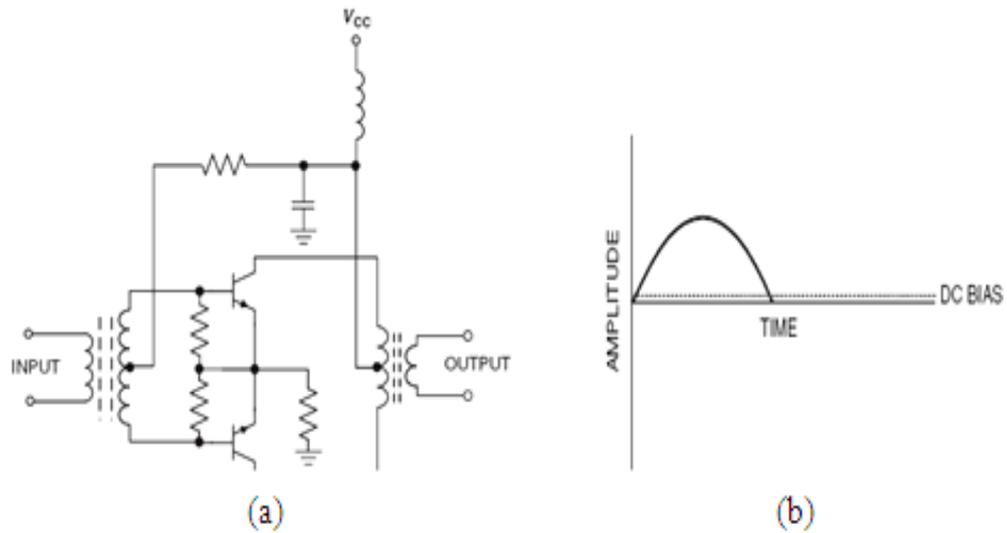


Gambar 2.3.(a) Bentuk rangkaian kelas A  
(b) Gelombang arus collector kelas A [7]

### 2.1.1.2 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 [8].

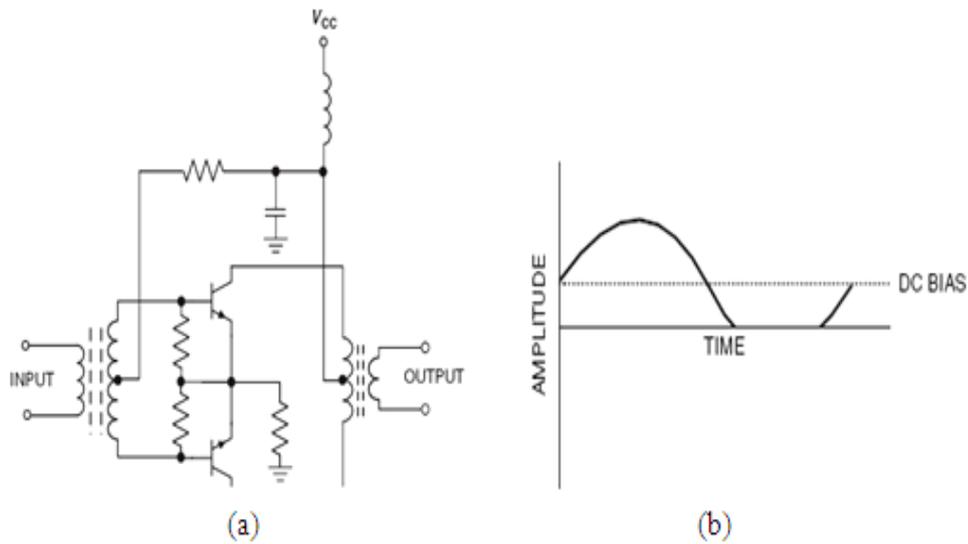
Titik operasi pada penguat kelas B ditentukan dengan mengatur tegangan *gate* pada tegangan *threshold*. Ini dilakukan dengan tujuan untuk memperoleh efisiensi daya yang tinggi [8]. Dalam rangkaian kelas B, transistor hanya tinggal dalam daerah aktif untuk setengah periode. Selama setengah periode lainnya, transistor tersebut tersumbat (*cutoff*). Ini berarti arus drain mengalir untuk  $180^\circ$  dalam transistor pada rangkaian kelas B seperti ditunjukkan pada Gambar 2.4 [8].



Gambar 2.4. (a) Bentuk rangkaian kelas B  
(b) Gelombang arus collector kelas B [7]

### 2.1.1.3 Penguat kelas AB

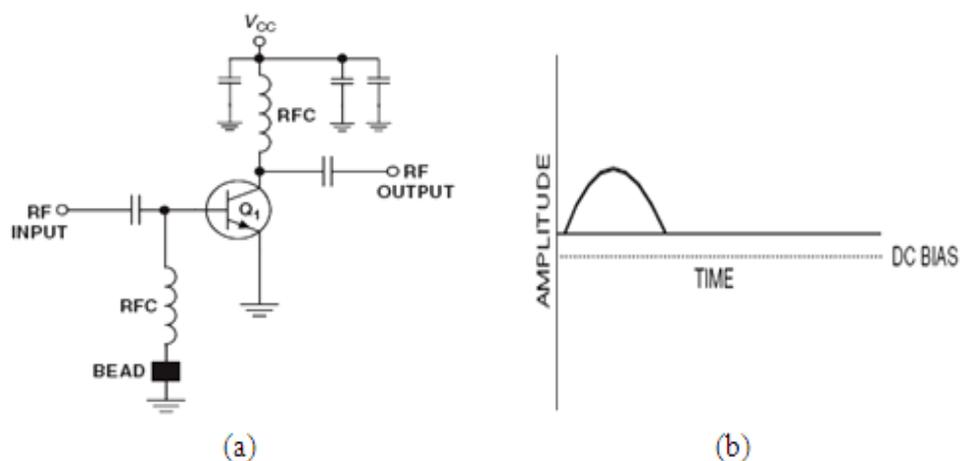
Tegangan dan bentuk gelombang dari amplifier kelas AB ditunjukkan pada Gambar 2.5. Karena tingkat bias gate dikurangi dari amplifier kelas A, terjadi *current clipping*, meskipun *current clipping* menghasilkan harmonik dan pengaruh tidak linier, namun amplifier kelas AB tetap populer dalam desain PA. Kenyataannya, respon transistor kelas AB lebih lebar dari kelas B karena titik operasi, dan efisiensi power yang lebih tinggi dari kelas A. Jadi kelas AB digambarkan sebagai kompromi dari linieritas dan efisiensi. Banyak perancang PA BTS menggunakan ampifer kelas A sebagai titik awalnya dan menerapkan teknik pengendalian harmonik untuk meningkatkan efisiensi dengan mengubah bias network dan berpindah ke kelas AB [8].



Gambar 2.5. (a) Bentuk rangkaian kelas AB  
(b) Gelombang arus collector kelas AB [7]

#### 2.1.1.4 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 ini, arus kolektor mengalir untuk kurang dari  $180^\circ$ . Dalam rangkaian penguat kelas C praktis, arus mengalir lebih kecil dari  $180^\circ$ , dan tampak seperti pulsa sempit dalam Gambar 2.6 [8].



Gambar 2.6. (a) Bentuk rangkaian kelas C  
(b) Gelombang arus collector kelas C [7]

## 2.2 Karakteristik Power amplifier

Parameter-parameter yang sangat penting yang harus dipertimbangkan ketika merancang PA adalah :

### 2.2.1 Daya

Dalam rangkaian RF-microwave, power memiliki dua pengertian. Power tersedia dari sumber dan power yang ditransfer ke atau dilepaskan ke beban. Power adalah maksimum daya yang dapat diakses dari sumber. Power yang tersedia diperoleh dari sumber jika tahanan input dari transistor adalah *conjugate* dengan impedansi sumber ( $Z_{in} = Z_s$ ).

Karena itu, power maksimum yang tersedia sebagai fungsi frekuensi dapat dinyatakan sebagai berikut :

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

$V_s$  adalah nilai peak dari tegangan sinusoidal yang diterapkan pada input dan  $\text{Re} \{Z_s(w)\}$  adalah bagian nyata dari impedansi sumber. Disipasi power yang ditransfer ke beban dinyatakan oleh :

$$P_d = \frac{1}{2} \frac{|V_L(W)|^2}{R_c \{Z_L(W)\}} \quad (2.2)$$

$V_L(w)$  adalah nilai peak dari output voltage sinusoidal dan  $\text{Re} \{Z_L(w)\}$  adalah real 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.

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} \quad (2.3)$$

### 2.1.2 Efisiensi

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

$$\eta = \frac{\text{Signal power delivered to load}}{\text{DC power Supplied to output circuit}} \quad (2.4)$$

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

PA 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 hilang dalam *amplifier*. Namun pada kenyataannya hal itu tidaklah mungkin, terutama pada *amplifier* dengan frekuensi tinggi. Pada kebanyakan sistem, dengan frekuensi tinggi, *output stage* dan *driver stage* dari *amplifier* biasanya memakai daya dalam melakukan proses penguatan, sehingga effisiensinya kurang baik.

### 2.1.3 Penguatan (*gain*)

Dalam merancang *amplifier* frekuensi gelombang mikro gain dijelaskan dengan definisi yang berbeda-beda. Definisi yang paling umum adalah *transducer power gain*,  $G$  yang dinyatakan sebagai perbandingan antara daya yang dikirimkan terhadap beban dan daya yang tersedia di sumber. Transducer gain dapat dinyatakan oleh :

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

Gain juga dapat diungkapkan dengan *maksimum available gain* (MAG). Yaitu ratio antara power yang tersedia dari keluaran transistor dan daya yang tersedia dari sumber. Nilai maksimum terjadi ketika input dari PA adalah penyesuaian konjugasi dari sumber. MAG hanya dapat di jelaskan jika transistor tidak dalam kondisi stabil. Penggunaan ini untuk mengevaluasi MAG dengan swep frekuensi. Hal ini memberikan nilai maksimum frekuensi dari osisilasi ( $f_{max}$ ). *Current gain* adalah keluaran short-circuit current gain, yang merupakan fungsi dari swept gate voltage dan swept frekuensi. Nilai frekuensi ketika current gain turun ke magnitude 1 (0 dB) disebut cut-off frekuensi ( $f_T$ ).

Ada tiga macam *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 ( $Z_L$ ) :

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* dapat dinyatakan sebagai [8] :

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

dengan  $S_{21}$  dan  $S_{22}$  merupakan nilai s-parameter yang diperoleh dari perhitungan matriks pada *two-port network*,  $\Gamma_L$  dan  $\Gamma_S$  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 yang dinyatakan sebagai :

$$G_A = \frac{\text{amplifier output power}}{\text{available power from generator source}} \quad (2.7)$$

3. *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  $Z_L$  dimana dapat dilihat :

$$G_T = \frac{\text{power delivered to load}}{\text{available power from source}} \quad (2.8)$$

#### 2.2.4 Linearitas

RF PA pada hakikinya tidak linier hal ini disebabkan oleh tingkah laku ketika transistor RF yang beroperasi dalam daerah saturasi sinyal terjadi distorsi maka sinyal hasil reproduksi tidak sempurna. Suatu *amplifier* dapat dikatakan linear jika *amplifier* tersebut dapat mempertahankan keaslian bentuk gelombang sinyal, bila :

$$V_o(t) = A \cdot V_i(t) \quad (2.9)$$

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 *output* digerakkan pada titik yang mendekati saturasi.

### 2.2.5 Kestabilan

Kestabilan adalah masalah praktis yang sering terjadi dalam merancang PA, Amplifier kelas A sangat mudah beresilasi karena gainnya tinggi. Ketidakstabilan dapat dibagi menjadi dua yaitu :

#### 1. *Unconditional stability*

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

#### 2. *Conditional stability*

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

Alasan utama dibalik pola ketidakstabilan dari komponen aktif adalah umpan balik dari *output* ke *input*. Beberapa faktor digunakan dalam memperkirakan kestabilan di Amplifier kelas A, AB. Kondisi Rollet didasarkan pada dua port matrik parameter S yang dirumuskan sebagai :

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

Sebaliknya kestabilan harus diambil menjadi perhitungan. Salah satu cara menampilkan lingkaran kestabilan adalah dengan menggunakan grafik. Ini adalah alat yang berguna untuk menghindari daerah ketidaksabilan ketika merancang

jaringan dengan cerdas. Harus dicatat bahwa banyak penguat dapat menjadi stabil pada sinyal kecil dan mulai berosilasi pada signal yang besar dikarenakan berbagai tahanan output ( $S_{22}$ ) dengan daya output.

Solusi untuk ketidakstabilan adalah antara lain dengan :

1. Hindari daerah ketidakstabilan ketika penyesuaian.
2. Kurangi gain stage dalam range gain stabil maksimum.
3. Kurangi tahanan input dan output dengan beban resistif.
4. Ubah kondisi bias (hanya untuk kelas A, AB)
5. Pilih device/alat yang berbeda.

Untuk kestabilan mutlak dapat dinyatakan sebagai :

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

Delta/determinan S-parameter dinyatakan oleh :

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

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

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

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

### 2.3 Rangkaian DC Bias Voltage Divider

*Bias network* (BN) merupakan salah satu bagian yang harus diperhatikan dalam membuat suatu penguat daya PA. Fungsi blok BN yaitu untuk mengontrol kinerja dari transistor yang digunakan pada perancangan.

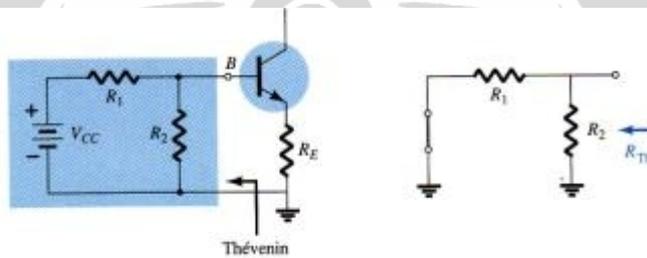
BN tergantung pada rentang frekuensi kerja *power amplifier* yang diinginkan. Pada PA, BN yang digunakan adalah *bias network non-resistive*. PA

membutuhkan arus yang besar, sehingga untuk mencegah terjadinya pemanasan pada sistem, maka digunakan *bias network non-resistive*.

Nilai gain dari sebuah transistor tidak stabil, karena ada pengaruh dari temperatur. Maka perlu sebuah rangkaian yang dapat meminimalisasi nilai ketidakstabilan kerja transistor tersebut. Maka dibuatlah rangkaian *voltage-divider bias*, seperti pada Gambar 2.7 [13].

Gambar 2.7 Rangkaian *voltage-divider bias* [13]

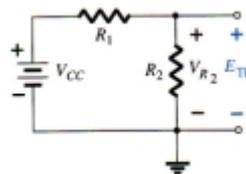
Kapasitor digunakan sebagai *coupling* untuk mengisolasi tegangan DC yang ada pada transistor. Dengan menggunakan analisa *thevenin* seperti pada Gambar 2.8 maka *R-th* nya adalah :



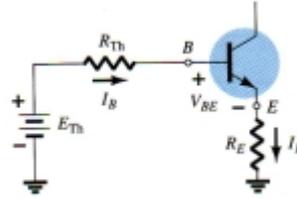
Gambar 2.8 Analisa hambatan *thevenin voltage-divider bias* [13]

Maka nilai *R-th* nya dinyatakan sebagai :

$$R_{Th} = R_1 // R_2 \quad (2.15)$$



Gambar 2.9 Analisa tegangan *thevenin voltage-divider bias* [13]



Gambar 2.10 Thevenin voltage-divider bias [13]

Nilai tegangan *Thevenin* seperti pada Gambar 2.10 diberikan oleh :

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

Dengan :

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} \quad (2.17)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \quad (2.18)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (2.19)$$

Parameter-parameter penting dari rangkaian *voltage divider-bias* telah diketahui, sehingga dapat memastikan transistor dapat bekerja pada *quiescent* pointnya. Akan didapatkan keadaan saturasi apabila nilai  $I_{C_{sat}}$  nya adalah [13] :

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (2.20)$$

Pada proses perancangan *voltage-divider bias* dapat digunakan persamaan pendekatan yaitu [13]:

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC} \quad (2.21)$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{V_E}{I_C} \quad (2.22)$$

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} \quad (2.23)$$

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

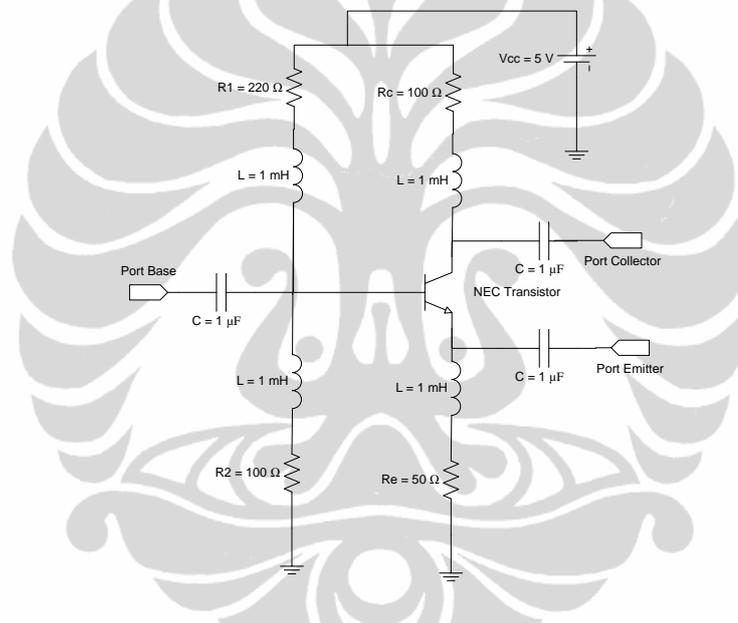
Apabila memenuhi persyaratan yaitu [22] :

$$R_2 \leq \frac{1}{10} \beta R_E \quad (2.25)$$

$$R_1 = \frac{V_{CC}R_2 - V_B R_2}{V_B} \quad (2.26)$$

## 2.4 Power Gain Common- Emitter

Perhitungan *power gain* dari rangkaian common emitter juga dapat dilakukan melalui pendekatan analisis rangkaian elektroniknya.



Gambar 2.11 Rangkaian common-emitter

Tahanan input dapat dihitung :

$$r_{in} = (\beta + 1)(\beta + 1) * r_e \quad (2.27)$$

Daya input:

$$p_{in} = V_{in}^2 / [(\beta + 1) * r_e] \quad (2.28)$$

Dengan input arus base :

$$i_b = v_{in} / [(\beta + 1) * r_e] \quad (2.29)$$

Arus yang keluar dari collector :

$$i_c = \beta * i_b = V_{in} * \beta / [(\beta + 1) * r_e] \quad (2.30)$$

Daya output :

$$p_o = i_c^2 R_L = \{V_{in} * \beta / [(\beta + 1) * r_e]\}^2 * R_L \quad (2.31)$$

Power gain dapat dihitung dengan Rumus :

$$P_g = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{\{V_{in} * \beta / [(\beta + 1) * r_e]\} * R_L}{V_{in} / [(\beta + 1) * r_e]} = \frac{\beta^2 * R_L}{(\beta + 1) * r_e} \quad (2.32)$$

Dengan menggunakan  $\beta$  power gain dapat dihitung dengan rumus :

$$G = \beta * R_L / r_e \quad (2.33)$$

Dengan nilai

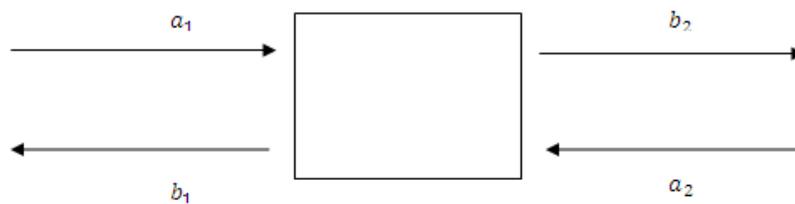
$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E}$$

Dari persamaan (2.28)-(2.33) tersebut dapat disimpulkan sebagai berikut:

1. Perubahan Power gain sebanding dengan perubahan  $\beta$ .
2. Perubahan power gain sebanding dengan perubahan  $R_L$ , dengan catatan  $R_L$  lebih kecil dari  $R_{shunt}$  yang berada di output.
3. Perubahan power gain sebanding dengan perubahan arus  $I_E$  terhadap  $r_e$ .

## 2.5 S-Parameter

Untuk parameter matriks S-port jaringan 2 mungkin yang paling sering digunakan dan berfungsi sebagai blok bangunan dasar untuk menghasilkan matriks orde yang lebih tinggi untuk jaringan yang lebih besar.



Gambar 2-12 S-Paramater

Dalam hal ini hubungan antara kejadian tercermin kekuatan gelombang, dan matriks S-parameter yang diberikan oleh:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

Dari matriks tersebut maka :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.35)$$

dengan

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.36)$$

Setiap persamaan memberikan hubungan antara pancaran gelombang tercermin dan power pada setiap port jaringan, 1 dan 2, dari segi individu jaringan-parameter  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  dan  $S_{22}$ . Oleh karena itu :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad \text{dan} \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.37)$$

Demikian pula, jika port 1 dihentikan dalam impedansi sistem maka  $a_1$  menjadi nol, memberikan nilai :

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \quad \text{dan} \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \quad (2.38)$$

Keterangan :

$S_{11}$  adalah port masukan tegangan koefisien refleksi

$S_{12}$  adalah penguatan tegangan reverse

$S_{21}$  adalah keuntungan tegangan maju

$S_{22}$  adalah tegangan output port koefisien refleksi

### 2.5.1 Linier Gain Kompleks

Penguatan linier G kompleks diberikan oleh

$$G = S_{21} \quad (2.39) \dots$$

Itu hanyalah gain tegangan sebagai rasio linear dari tegangan output dibagi dengan tegangan masukan, semua nilai dinyatakan sebagai jumlah kompleks.

### 2.5.2 Linier Gain Skalar

Besarnya LinierGain skalar diberikan oleh

$$|G| = |S_{21}| \quad (2.40).$$

Itu hanyalah gain tegangan skalar sebagai rasio linear dari tegangan output dan tegangan input.. Karena ini adalah besaran skalar, fase ini tidak relevan dalam kasus ini.

### 2.5.3 Logaritmik Gain Skalar

Logaritmik gain skalar (desibel atau dB) ekspresi untuk Gain adalah

$$G = 20 \log_{10} |S_{21}| \text{ dB} \quad (2.41)$$

Ini lebih sering digunakan dari gain linier skalar dan kuantitas positif biasanya dipahami sebagai hanya sebuah penguatan. Sebuah jumlah negatif dapat dinyatakan sebagai peredaman.

### 2.5.4 Insertion loss

Dalam hal dua port pengukuran menggunakan impedansi referensi yang sama, insertion loss ( $IL$ ) adalah ekspresi dB transmisi koefisien  $|S_{22}|$ . Dengan diberikan oleh:

$$IL = -20 \log_{10} |S_{21}| \text{ dB} \quad (2.42)$$

Atau nilai :

$$IL = 10 \log_{10} \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.43)$$

### 2.5.5 Input return loss

Adalah ukuran skalar dari seberapa dekat impedansi masukan yang sebenarnya dari jaringan adalah dengan nilai nominal dan impedansi sistem, dinyatakan dalam besarnya logaritmik, diberikan oleh

$$RL_{in} = |20 \log_{10}|S_{11}||dB \quad (2.44)$$

Menurut definisi, return loss adalah besaran skalar positif menandakan 2 pasang besar (|) simbol. Bagian linear,  $|S_{11}|$ , adalah setara dengan besarnya tegangan tercermin dibagi dengan besarnya tegangan yang terjadi.

### 2.5.6 Output return loss

Output return loss ( $RL_{out}$ ) Memiliki definisi serupa dengan return loss input tetapi berlaku untuk port keluaran (port 2) bukan port input. Hal ini diberikan oleh

$$RL_{out} = |20 \log_{10}|S_{22}||dB \quad (2.45)$$

### 2.5.7 Reverse gain and reverse isolation

Logaritmik skalar (desibel atau dB) ekspresi untuk gain reverse ( $g_{ref}$ ) Adalah:

$$g_{ref} = 20 \log_{10}|S_{12}|dB. \quad (2.46)$$

Sering kali ini akan dinyatakan sebagai isolasi reverse ( $I_{ref}$ ) Dalam hal ini menjadi jumlah yang positif sebesar besarnya  $g_{ref}$  dan ekspresi menjadi:

$$I_{ref} = |g_{ref}| = |20 \log_{10}|S_{12}|| dB \quad (2.47)$$

### 2.5.8 Tegangan koefisien refleksi

Tegangan koefisien Refleksi pada port input ( $P_{in}$ ) Atau di port output ( $P_{out}$ ) Adalah setara dengan  $S_{11}$  dan  $S_{22}$  masing-masing, sehingga

$$P_{in} = S_{11} \text{ dan } P_{out} = S_{22} \quad (2.48)$$

Seperti  $S_{11}$  dan  $S_{22}$  adalah jumlah kompleks, begitu juga  $P_{in}$  dan  $P_{out}$ . Tegangan adalah jumlah kompleks dan mungkin grafis diwakili diagram kutub atau Smith Charts

### 2.5.9 Voltage standing wave ratio

Karena itu berkaitan dengan besarnya koefisien refleksi tegangan dan karenanya dengan besarnya baik  $S_{11}$  untuk port masukan atau  $S_{22}$  untuk port keluaran. Pada port input, VSWR ( $S_{in}$ ) diberikan oleh

$$S_{in} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2.49)$$

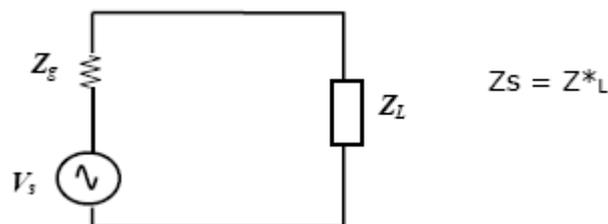
Pada port output, VSWR ( $S_{out}$ ) Yang diberikan oleh

$$S_{out} = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} \quad (2.50)$$

## 2.6 Penyesuaian Impedansi (*Matching Impedance*)

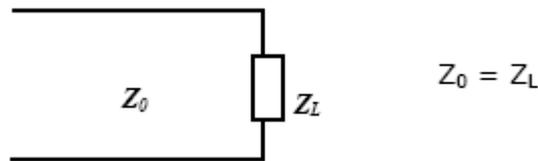
Penyesuaian impedansi merupakan suatu hal yang penting dalam suatu gelombang mikro (*microwave*). Suatu saluran transmisi yang diberikan beban sama dengan *impedansi* karakteristik mempunyai *standing wave ratio* (SWR) sama dengan satu, dan mentransmisikan sejumlah gelombang tanpa adanya pantulan. Sehingga transmisinya menjadi optimum.

*Matching* dalam saluran transmisi mempunyai pengertian yang berbeda dalam teori rangkaian. Dalam teori rangkaian, transfer daya maksimum memerlukan impedansi beban sama dengan *konjugasi* kompleks sumber, seperti yang terlihat pada Gambar 2.13 dan 2.4. *Matching* seperti ini disebut dengan *matching konjugasi*. Sedangkan dalam saluran transmisi, *matching* memiliki pengertian memberikan beban yang sama dengan *impedansi* karakteristik saluran.



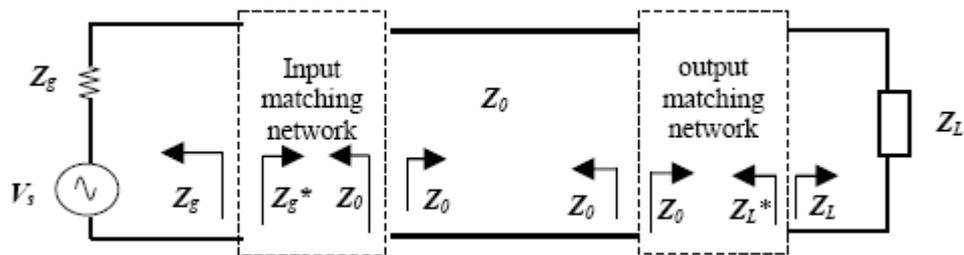
Gambar 2.13. *Conjugate Matching* [13]

*Conjugate matching* pada umumnya digunakan di bagian sumber. *Matching* ini dapat memaksimalkan daya yang dikirim ke beban, namun tidak meminimalkan pantulan (kecuali jika  $Z_S$  bernilai real). Sehingga nilai impedansi beban sama dengan impedansi saluran, seperti pada Gambar 2.11.



Gambar 2.14. *Load Matching* [13]

Pada umumnya *matching* ini digunakan di bagian beban. *Matching* ini mampu meminimalkan pantulan namun tidak memaksimalkan daya yang dikirim, kecuali jika  $Z_0$  bernilai real.



Gambar 2.15.3 Sistem Saluran Transmisi Yang “Matched” [13]

Rangkaian penyesuaian impedansi umumnya menggunakan komponen reaktif, yaitu kapasitor dan induktor untuk menghindari rugi – rugi.

Penyesuaian impedansi ini diperlukan karena beberapa alasan, diantaranya :

1. Daya yang dikirim ke beban dapat maksimum tanpa adanya rugi – rugi.
2. Penyesuaian impedansi ini dapat memperbaiki SNR dari suatu sistem
3. Penyesuaian impedansi ini pada distribusi daya mampu mengurangi *error* pada amplitudo dan fasa-nya.

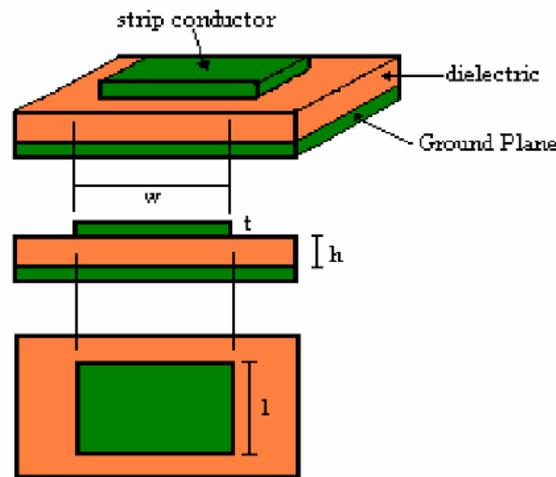
## 2.7 Mikrostrip

Mikrostrip adalah suatu saluran transmisi yang terdiri dari strip konduktor dan ground plane yang antara keduanya dipisahkan oleh dielektrik. Mikrostrip pada umumnya digunakan untuk membuat rangkaian yang bekerja pada frekuensi

RF karena lebih mudah dalam fabrikasinya dan losses yang ditimbulkan relatif lebih kecil jika dibandingkan dari rangkaian lumped [10].

### 2.7.1 Mikrostrip line

Bentuk geometri mikrostrip tampak seperti gambar dibawah ini.



Gambar 2.16 Bentuk geometri dari mikrostrip

Hubungan antara lebar dan tebal ( $W/h$ ) dengan nilai  $Z_0$  dan dielektrik konstantanya  $\epsilon_r$  dapat diperoleh melalui persamaan di bawah ini [10]:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{untuk } (W/h < 2) \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & (W/h > 2) \end{cases} \quad (2.51)$$

dimana :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.52)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.53)$$

Sedangkan untuk mengetahui nilai  $Z_0$  apabila diketahui perbandingan lebar dan tebal ( $W/h$ ) dapat diperoleh melalui persamaan sebagai berikut [10].

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{untuk } (W/h \leq 1) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]} & \text{untuk } (W/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.54)$$

dimana :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.55)$$

Sementara itu, untuk mengetahui panjang mikrostrip ( $L$ ) apabila telah diketahui nilai ( $W/h$ ) dan panjang elektrik ( $\beta l$ ), maka panjang mikrostrip memenuhi persamaan [10]:

$$L = \frac{(\beta l) \left(\frac{\pi}{180^\circ}\right)}{\sqrt{\epsilon_e} k_o} \quad (2.56)$$

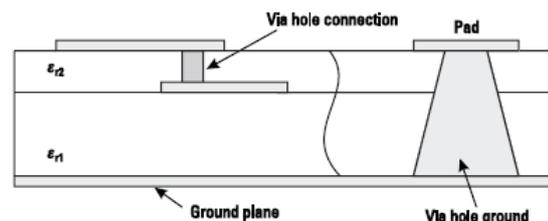
dimana :

$$k_o = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.57)$$

Nilai maksimum error pada persamaan diatas kurang dari 1%. Sehingga sangat bermanfaat untuk proses pabrikasi [10].

### 2.7.2 Cylindrical Via Hole

Pada rangkaian RF dan microwave kebutuhan akan ground yang *low-loss* dan *low inductance* sangatlah penting [11]. Ada dua macam fungsi *via hole* seperti pada gambar 2.17. Fungsi pertama digunakan untuk menghubungkan layer atas dengan layer bawah pada teknologi multilayer dan fungsi kedua digunakan untuk mendapatkan *short circuit* atau menghubungkan ke *ground* (*via hole ground*).



Gambar 2.17. Fungsi VIA Hole [11]

Berdasarkan gambar 2.54 terdapat hubungan antara diameter dengan panjang yang dapat dinyatakan secara matematis berikut [11] :

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[ 2h \cdot \ln \left( \frac{2h + \sqrt{r^2 + (2h)^2}}{r} \right) + \left( r - \sqrt{r^2 + (2h)^2} \right) \right] (pH) \quad (2.58)$$

Dimana  $r$  dan  $h$  merupakan radius dan tinggi dari via hole.

Selain pengaruh induktansi, *Via* juga mempunyai pengaruh resistansi yang merupakan perbandingan antara ketebalan metal dengan kedalaman dari substrat. Berikut persamaan dari resistansinya [11] :

$$R_{via} = R \sqrt{1 + \frac{f}{f_\delta}} \quad (2.59)$$

dimana :

$$f_\delta = \frac{1}{\pi \mu_o \sigma t^2}$$

Dengan  $f$  merupakan frekuensi kerja,  $\mu_o$  free-space permeability,  $\sigma$  konduktivitas dari metal, dan  $t$  merupakan ketebalan.

## 2.8 Bandstop Filter untuk RF Chokes

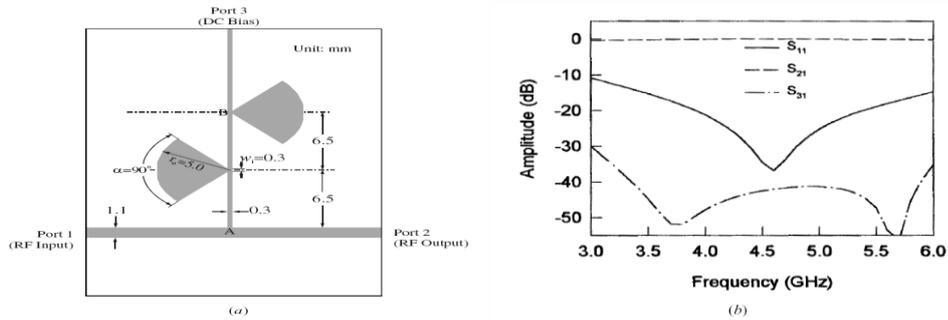
Sebuah filter bandstop dengan panjang seperempat gelombang, dengan stub hubung terbuka dapat dirancang sebagai pseudolowpass filter. Sebagai bandstop filter harus berfungsi secara efisien sebagai bias untuk memblock sinyal RF, selanjutnya mentransmisikan sinyal DC.

Gambar 2.18 (a) menunjukkan sebuah jaringan bias menggabungkan dasar bandstop filter (dari titik A ke B). Jenis jaringan ini juga disebut sebagai bias T. Sebuah bias T umumnya digunakan untuk menggabungkan bias DC ke komponen RF aktif sedemikian rupa sehingga perilaku RF tidak terpengaruh sama sekali oleh sinyal DC. Mengacu pada Gambar 2.18 (a), sambungan bandstop filter seharusnya tidak mempengaruhi transmisi RF dari port 1 ke 2. Dengan kata lain, bandstop filter harus menghasilkan sebuah sirkuit RF terbuka yang menghubungkan titik A. Sejak komponen RF aktif seperti amplifler dan osilator beroperasi yang melebihi batas dari band frekuensi, biasanya hanya diperlukan bias DC untuk memblock sinyal RF yang melebihi lebar bandwidth yang diinginkan. Untuk *grounded*

menggunakan stub bandstop filter bukan lowpass filter, karena stub hubung terbuka, dengan panjang seperempat-gelombang pada frekuensi pusat operasi bandwidth, bisa lebih efisien untuk memblokir operasi Sinyal RF.

Didalam bandstop filter yang terdiri dari suatu bagian stub terbuka yang dihubungkan dengan garis panjang seperempat gelombang, yang paling memadai diperlukan untuk memblokir sinyal RF. Untuk mendapatkan stopband yang lebih lebar, perlu ada bagian yang dibikin bertingkat. Selanjutnya, rangkaian stub hubung terbuka dapat mengambil bentuk yang berbeda dari garis lurus konvensional. Seperti bandstop filter di Gambar 2.18 (a) terdiri dari dua *radial stub* dan dua garis penghubung dengan panjang seperempat gelombang antara titik A dan B. Bias DC diterapkan ke titik B melalui garis lain dengan panjang tertentu dari 3 port. Radial stub adalah merupakan komponen yang umum digunakan pada kedua hibrid dan rangkaian mikrostrip monolitik untuk memberikan tingkat impedansi rendah di band frekuensi lebar untuk menentukan titik spesifikasi yang paling bagus.

Untuk desain bandstop filter seperti pada Gambar 2.18 (a), suatu *radial stub* seperti stub hubung terbuka konvensional dengan panjang seperempat gelombang dirancang untuk memperpendek output transmisi RF, sehingga menyebabkan kutub redaman pada frekuensi band menengah dari stopband tersebut. Radius luar  $r_o$  *radial stub* terutama akan memutuskan atenuasi frekuensi pole, sedangkan sudut  $\alpha$  utama mempengaruhi bandwidth. Jelas bahwa sebuah hasil radius  $r_o$  lebih besar, redamannya lebih rendah di kutub frekuensi. Hal ini juga dapat ditunjukkan bahwa sebagai sudut  $\alpha$  kemiringan meningkat, maka reaktansi dari reaktansi input dari radial stub menurun, dan sebagai konsekuensinya, bandwidth atenuasi meningkat. Port input lebar  $w_{(i)}$  [lihat Gambar 2.18 (a)] dari suatu radial stub dapat memiliki beberapa efek redaman pada kedua kutub frekuensi dan bandwidth. Untuk parameter lainnya tetap, meningkatkan lebar port input  $w_{(i)}$  pada umumnya akan dapat meningkatkan redaman pole frekuensi dan bandwidth. Dalam prakteknya,  $w_{(i)}$  harus sangat kecil dibandingkan dengan guide wavelength untuk membangkitkan dominasi TEM radial dan memiliki impedansi rendah pada titik input. Biasanya lebar  $w_{(i)}$  dapat dibuat sama dengan lebar garis yang berfungsi sebagai garis penghubung induktif.



Gambar 2.18 (a) Sebuah mikrostrip bias T didalamnya bandstop (pseudolowpass) filter untuk RF choke

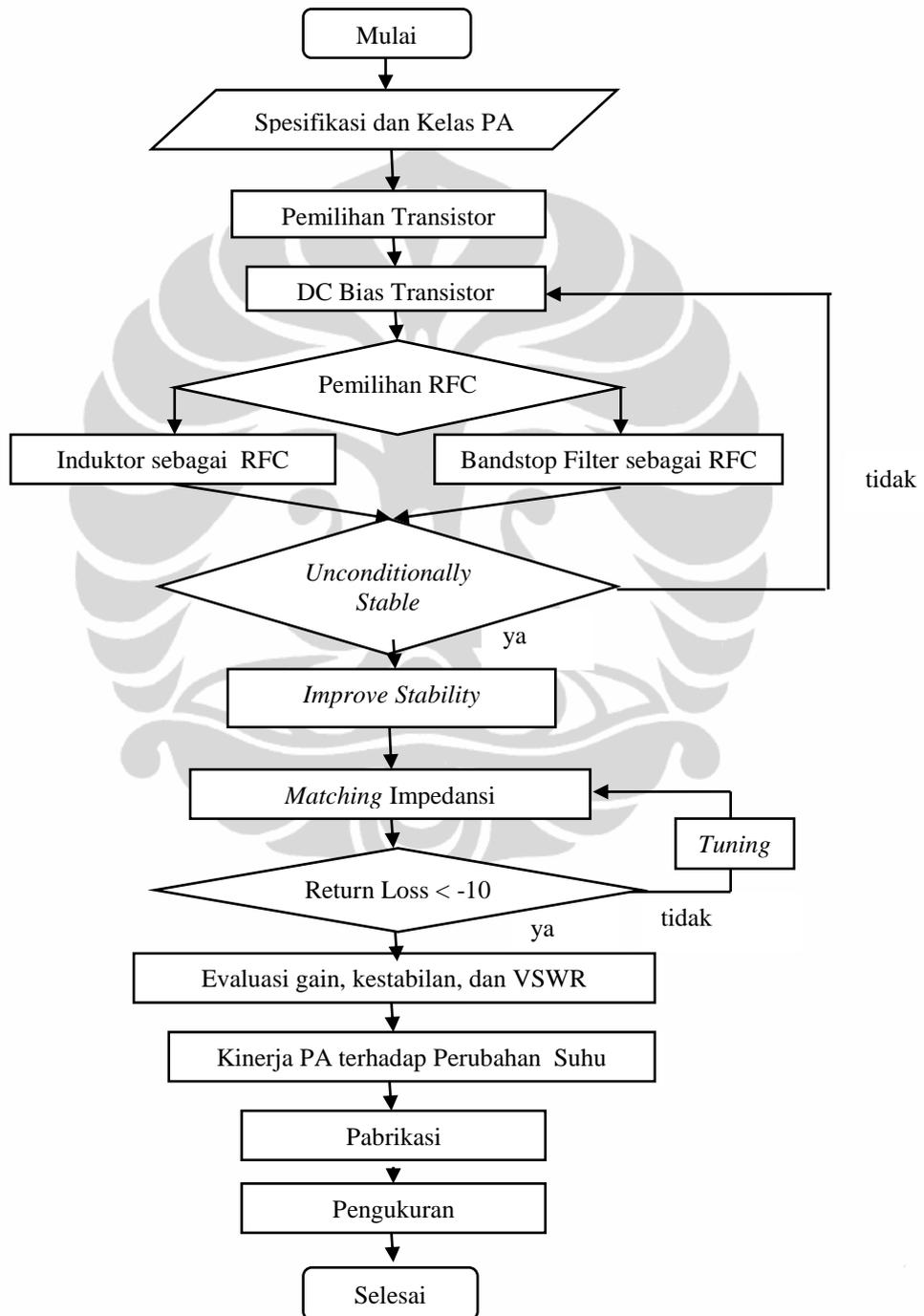
(b) Hasil dari kinerja simulasi EM pada mikrostrip bias T.

Penghubung garis induktif untuk setiap *radial stub* panjang  $\lambda_{g0}/4$ , Di mana  $\lambda_{g0}$  adalah pemandu panjang gelombang dari garis induktif pada band frekuensi menengah yang diinginkan sebagai stopband untuk memblokir sinyal RF. Sebuah garis induktif seperempat panjang gelombang pada masukan dari suatu bandstop filter diperlukan untuk mengubah suatu rangkaian RF hubung singkat yang dihasilkan dari radial stub ke sirkuit RF hubung terbuka pada port masukan dari filter, atau pada titik simpangan A dalam rangkaian T bias, seperti ditunjukkan pada Gambar 2.18 (a). Untuk mendapatkan stopband lebih lebar dan RF choke lebih baik, lebar garis induktif harus dibuat sesempit mungkin, untuk mendapatkan karakteristik impedansi setinggi mungkin. Dalam prakteknya, lebar dan sempitnya garis mungkin akan dibatasi oleh toleransi fabrikasi dan kemampuan arus DC yang akan melewatinya.

### BAB 3 PERANCANGAN PA DAN SIMULASI

#### 3.1 Alur perancangan PA

Diagram alur perancangan PA dapat ditunjukkan pada Gambar 3.1 :



Gambar 3.1 Diagram Alir Perancangan

Pada awal proses perancangan PA, yang harus dilakukan adalah mencari spesifikasi kerja dari PA tersebut. Selanjutnya adalah pemilihan transistor yang akan dijadikan sebagai penguat PA. Untuk mengaktifkan transistor tersebut, maka digunakan DC bias, pemilihan lokasi kerja transistor tersebut sangat mempengaruhi kelas PA. Selain itu, juga harus dipilih rangkaian PA yang memiliki sensitifitas rendah terhadap perubahan suhu.

Selanjutnya dilakukan penambahan RFC agar tidak merusak sumber DC. Proses selanjutnya yaitu membuat DC bias tersebut agar dalam keadaan *unconditionally stable*. Untuk selanjutnya dihitung nilai matching impedansinya agar nilai return loss  $< -10$  dB. Untuk selanjutnya dievaluasi gain, kestabilan dan VSWR-nya. Untuk mengetahui kinerja terhadap perubahan suhu, maka dilakukan simulasi perubahan suhu pada PA tersebut. Proses selanjutnya yaitu, fabrikasi untuk kemudian dilakukan pengukuran untuk melihat kinerja PA tersebut.

### 3.2 Spesifikasi PA

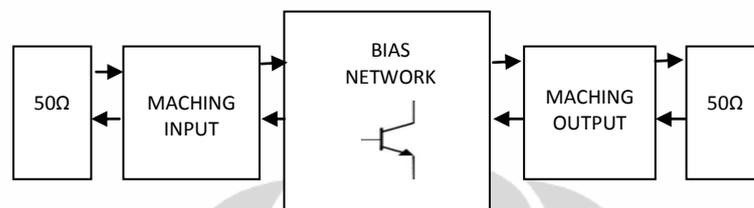
Spesifikasi dari PA yang akan dirancang bekerja pada frekuensi kerja 2,3 GHz dengan output power 100mWatt (20 dBm), RF input 5-20 mWatt dengan penguatan (*gain*) minimal 8 dB, arus *drain* yang kecil dengan tegangan *supply* 5 volt, serta memenuhi standar kestabilan ( $K > 1$ ) dan *return of loss* baik pada bagian *input* atau pun bagian *output* ( $< -10$  dB). Spesifikasi dari PA yang diinginkan pada perancangan ini dapat dilihat pada Tabel 3.1. Parameter PA 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 PA Yang Dirancang

Operating Frekuensi	2.3 GHz
Gain	$> 8$ dB
Supply Voltage (Vcc)	5 V
Tegangan Transistor (V <sub>CE</sub> )	2 V
DC current (I <sub>c</sub> )	20 mA
Input return of Loss	$< -10$ dB
Output return of Loss	$< -10$ dB

### 3.3 Blok Diagram dan Pemilihan Kelas PA

PA ini dirancang untuk bekerja pada frekuensi 2,3 GHz. Pada perancangan ini, rangkaian PA dibagi bagian *input* dan *output matching impedance*, transistor sebagai penguat dan bias DC, seperti ditunjukkan pada Gambar 3.2.



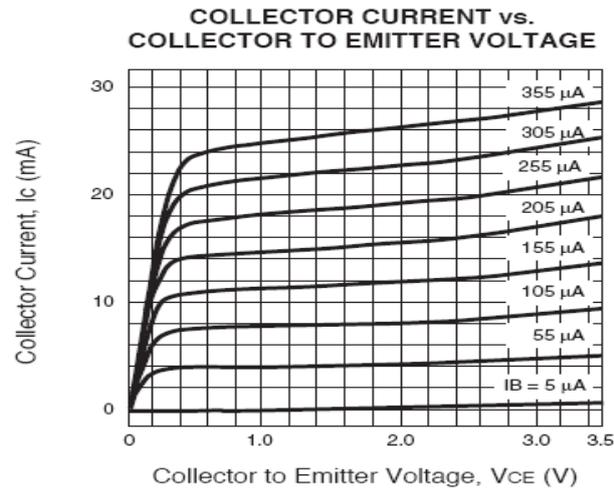
Gambar 3.2. Diagram blok PA

*Impedance matching* merupakan bagian yang penting dalam merancang suatu PA. 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.

Apabila dilihat pada Gambar 2.2 (bab 2) menunjukkan daerah operasi/kerja dari suatu transistor yang terdiri dari A, B, dan AB. Pada perancangan ini transistor bekerja pada titik kerja A, dengan cara mengatur arus *I<sub>b</sub>* memotong ditengah-tengah garis beban. karena PA yang dirancang adalah bekerja pada kelas A.

### 3.4 Pemilihan Transistor

Transistor yang digunakan yaitu NE662M04 yang merupakan jenis transistor BJT Silicon. Fitur yang dimiliki transistor tersebut adalah gain 20 dB pada frekuensi 2 GHz. *Gain* pada karakteristik transistor NE662M04 sesuai dengan *gain* yang ingin dihasilkan untuk mencapai *output power* yang diinginkan pada perancangan PA. Pada perancangan ini PA dirancang bekerja pada kelas A. Dengan cara mengatur tegangan *emitter* pada tegangan 2 V dan arus *collector* pada titik 20 mA, seperti yang ditunjukkan Gambar 3.3.



Gambar 3.3. Arus *collector* vs tegangan *emitter* [10]

### 3.5 Rangkaian DC Bias

Rangkaian DC bias pada perancangan ini menggunakan *supply* tegangan bias DC  $V_{CC} = 5\text{ V}$  dengan arus  $I_C = 20\text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 2\text{ V}$ . Pada perancangan PA kelas A, model rangkaian *common emitter*, digunakan untuk daya sedang.

Gambar 3.4 menunjukkan titik kerja dari sebuah transistor BJT yang dibias untuk bekerja pada kelas A. Untuk transistor yang bekerja dikelas A memiliki ciri titik kerja berada ditengah-tengah garis beban. Untuk mendapatkan rangkaian dasar bias DC seperti pada Gambar 3.3 dapat dilakukan dengan perhitungan sebagai berikut :

Dengan nilai  $V_{CC} = 5\text{ V}$   $I_C = 20\text{ mA}$   $V_{CE} = 2\text{ V}$  dan  $\beta = 70$  maka didapatkan nilai-nilai komponen dengan menggunakan persamaan (2.21),(2.22), dan (2.23) :

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC} \rightarrow V_E = \frac{1}{10} 5 = 0,5\text{ V} \quad (2.21)$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \rightarrow R_E = \frac{0,5}{20 \cdot 10^{-3}} = 25\ \Omega \approx 51\ \Omega \quad (2.22)$$

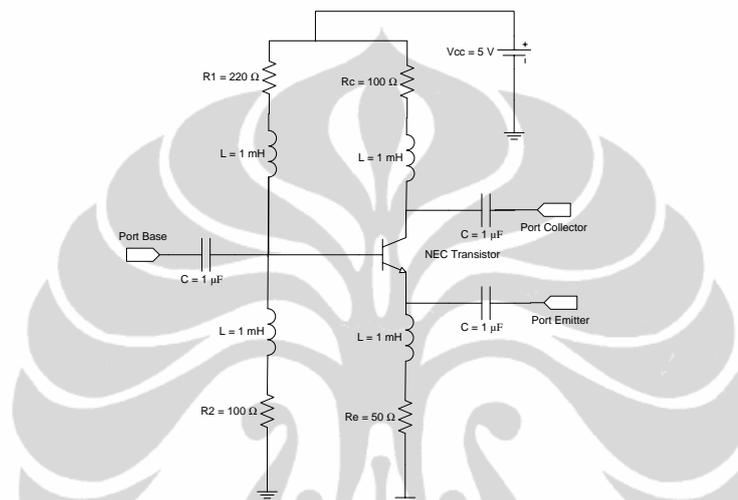
$$R_C = \frac{V_C}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{5 - 2 - 0,5}{20 \cdot 10^{-3}} = 125\ \Omega \approx 100\ \Omega \quad (2.23)$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0,7 + 0,5 = 1,2\text{ V} \quad (2.24)$$

$$R_2 \leq \frac{1}{10} \beta R_E \rightarrow R_2 \leq \frac{1}{10} \cdot 70 \cdot 30 \rightarrow R_2 = 100 \Omega \quad (\text{pers 2.25})$$

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \rightarrow R_1 + R_2 = \frac{R_2 V_{CC}}{V_B} \rightarrow R_1 = \frac{100 \cdot 5}{1,2} - 210 = 201 \Omega \approx 220 \Omega$$

Gambar 3.4 menunjukkan gambar rangkaian awal PA dengan bias DC serta kapasitor sebagai *DC-block* pada bagian *input match* dan *output match*.



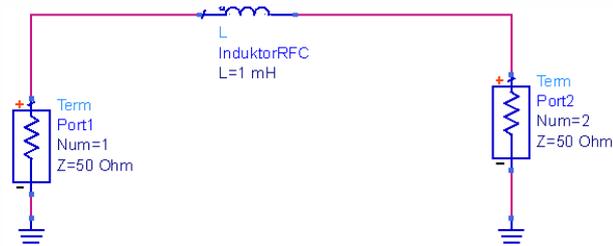
Gambar 3.4. Rangkaian dengan DC bias

### 3.6 Perancangan PA Dengan Induktor sebagai RFC

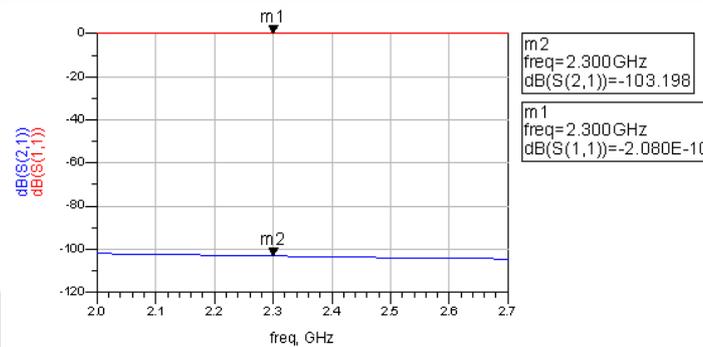
Pada bagian ini akan dibahas perancangan PA menggunakan Induktor sebagai RFC.

#### 3.6.1 Induktor sebagai RFC

Untuk melindungi sumber DC dari RF maka dibuatlah RFC yang berupa induktor, selain induktor dapat pula digunakan bandstop filter. Perancangan ini menggunakan kondisi *common-emiter* karena memiliki power gain paling tinggi [17]. Gambar 3.5 menunjukkan pengujian S-parameter dari induktor dan Gambar 3.6 menunjukkan hasil S-parameter dari RFC apabila digunakan induktor sebagai RFC.



Gambar 3.5. Pengujian S-parameter Induktor sebagai RF Cmoke



Gambar 3.6. Hasil Pengujian S-parameter Induktor sebagai RFC

Hasil pengujian menunjukkan  $S_{21} = -103,198$  dB dengan nilai  $S_{11}$  hampir mendekati nol. Hal ini menunjukkan hampir semua frekuensi RF dipantulkan kembali, hal ini menunjukkan bahwa induktor sangat ideal untuk RFC.

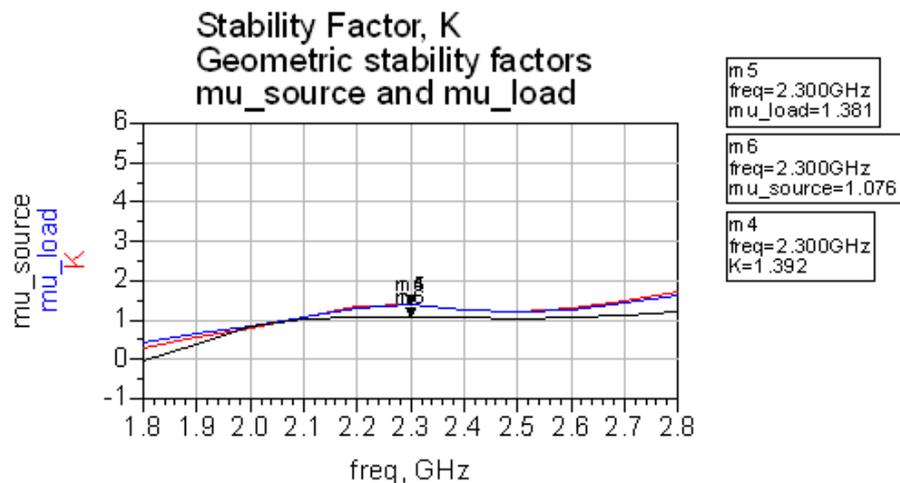
### 3.6.2 Analisis Kestabilan dan *Improve Stability*

Suatu rangkaian *PA* biasanya sangat direkomendasikan dalam keadaan *unconditionally stable*. Seperti telah dijelaskan sebelumnya pada bab 2 bahwa untuk dapat mengetahui apakah *PA* yang telah dirancang telah memenuhi kriteria kestabilan atau tidak, dapat dilihat dari nilai faktor kestabilan  $K$ .

Untuk meningkatkan kestabilan dapat digunakan resistor seperti pada [10]. Resistor yang digunakan pada perancangan ini yaitu  $51 \Omega$  sesuai dengan yang ada dipasaran. Hasil simulasi S-parameter dan stability faktor dari rangkaian DC bias dengan induktor RFC terlihat pada Tabel 3.2.

Tabel 3.2 S-parameter dan Stability Factor DC bias dengan Induktor RFC

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	StabFact1
2.000 GHz	0.483 / 35.429	0.072 / 73.056	5.298 / -153.949	0.553 / 171.830	0.806
2.050 GHz	0.555 / 27.853	0.061 / 71.329	5.070 / -161.845	0.475 / 170.210	0.942
2.100 GHz	0.619 / 21.134	0.051 / 71.081	4.874 / -170.062	0.403 / 168.616	1.081
2.150 GHz	0.673 / 14.892	0.043 / 72.932	4.696 / -178.554	0.338 / 167.425	1.220
2.200 GHz	0.717 / 8.954	0.038 / 77.324	4.527 / 172.738	0.278 / 167.179	1.338
2.250 GHz	0.751 / 3.260	0.035 / 83.901	4.359 / 163.878	0.226 / 168.637	1.402
2.300 GHz	0.774 / -2.196	0.034 / 91.046	4.190 / 154.940	0.183 / 172.754	1.392
2.350 GHz	0.787 / -7.388	0.036 / 96.691	4.017 / 145.996	0.151 / -179.738	1.328
2.400 GHz	0.790 / -12.277	0.039 / 99.737	3.842 / 137.113	0.133 / -169.470	1.259
2.450 GHz	0.784 / -16.823	0.043 / 100.244	3.666 / 128.349	0.129 / -159.176	1.217
2.500 GHz	0.771 / -20.990	0.047 / 98.777	3.491 / 119.748	0.133 / -151.724	1.212
2.550 GHz	0.752 / -24.749	0.051 / 95.922	3.320 / 111.342	0.141 / -147.954	1.243
2.600 GHz	0.728 / -28.083	0.055 / 92.132	3.156 / 103.148	0.148 / -147.263	1.304
2.650 GHz	0.701 / -30.977	0.059 / 87.728	2.999 / 95.174	0.154 / -148.787	1.388
2.700 GHz	0.673 / -33.426	0.062 / 82.928	2.852 / 87.418	0.157 / -151.855	1.489



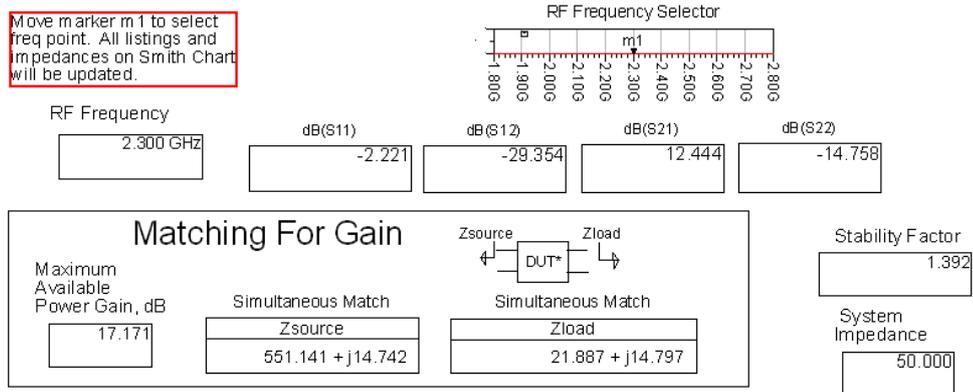
Gambar 3.7 Stability Factor DC bias dengan Induktor RFC

Pada Gambar 3.7 menunjukkan parameter kestabilannya telah bernilai lebih besar satu. Hasil simulasi menunjukkan bahwa  $PA$  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  $PA$  telah mencapai kondisi stabil.

### 3.6.3 Parameter *matching impedance*

Analisis rangkaian *matching impedance* ini bertujuan untuk menyesuaikan antara impedansi yang ada pada konektor 50  $\Omega$  dengan impedansi pada transistor, baik pada *input* maupun *output* dari transistor itu sendiri. Penyesuaian impedansi ini bertujuan untuk mengurangi *return of loss* yang terjadi.

Dari hasil simulasi seperti pada Gambar 3.8 diperoleh nilai  $Z_{load} = 551 + j14,72$  dan  $Z_{source} = 21,87 + j14,97j$ . Nilai-nilai tersebut digunakan untuk mencari nilai *matching*, *input matching* dan *output matching*.



Gambar 3.8 Parameter Z source dan Z load PA dengan Induktor RFC

Semua lebar *transmisi line* matching menggunakan  $\epsilon_e = 4,3$  ,  $h = 1,6$  mm dan lebar  $W = 3$  mm, sehingga nilai  $Z$  nya didapat dari persamaan (2.25), (2.54), (2.56) dan (2.57).

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} = 3,256 \quad (2.25)$$

Karena  $W/h \geq 1$  maka,

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]} = 51,2 \Omega \quad (2.54)$$

Dengan nilai

$$L = \frac{(\beta l) \left(\frac{\pi}{180^\circ}\right)}{\sqrt{\epsilon_e k_o}} \quad \text{dimana} \quad k_o = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.56 \ \& \ 2.57)$$

Tabel 3.3 *Input dan Output Matching* untuk PA Induktor dengan  $W = 3$  mm ( $Z = 51,2 \Omega$ )

Matching	Transmission Line	Simulasi	Perhitungan
Input	66,199 mm	13,27 mm	13,25 mm
	78,576 mm	15,75 mm	15,72 mm
	5,789 mm	1,16 mm	1,14 mm
Output	32,51 mm	6,52 mm	6,50 mm
	13,01 mm	2,60 mm	2,61 mm
	22,54 mm	4,52 mm	4,50 mm

Rangkaian lengkap dapat dilihat pada Lampiran 2. Hasil simulasi dan perhitungan tidak menunjukkan perbedaan yang signifikan. Hasil tersebut kemudian di analisa pada Bab 4.

### 3.7 Perancangan PA Dengan BSF Sebagai RFC

Pada bagian akan dibahas perancangan PA menggunakan Band stop filter sebagai RFC.

#### 3.7.1 Bandstop Sebagai RFC

Untuk melindungi sumber DC dari RF maka dibuatlah RFC yang berupa induktor, selain induktor dapat pula digunakan bandstop filter. Penggunaan *band-stop filter* sebagai RFC sangat menguntungkan selain pembuatannya hanya *single-layer*, tetapi juga arus DC dapat mengalir tanpa ada gangguan dengan RF yang tetap terblok [14][15]. *BSF* tersebut memiliki panjang lengan  $l$  diikuti dengan sebuah *stub* [14][15][16].

Semua lebar *transmisi line* menggunakan  $l = 4,3$ ,  $h = 1,6$  mm dan lebar  $W = 1$  mm, sehingga nilai  $Z$  nya mengikuti pers. (2.54) dan (2.55).

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} = 3,017 \quad (2.54)$$

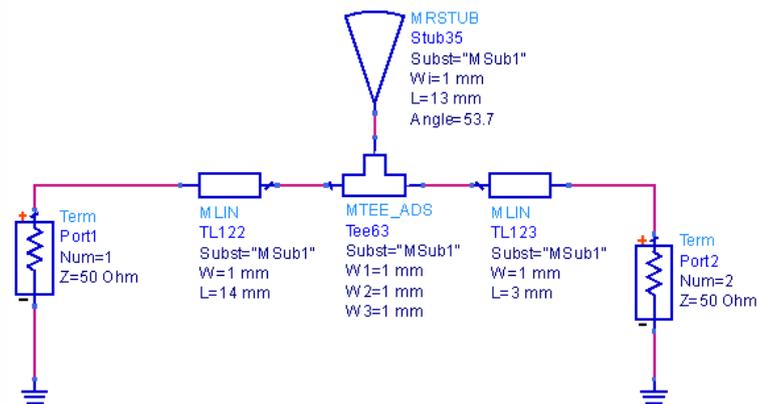
Karena  $W/h$  maka, dengan panjang *transmission line* sebesar  $l$  :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) = 88,485 \quad (2.55)$$

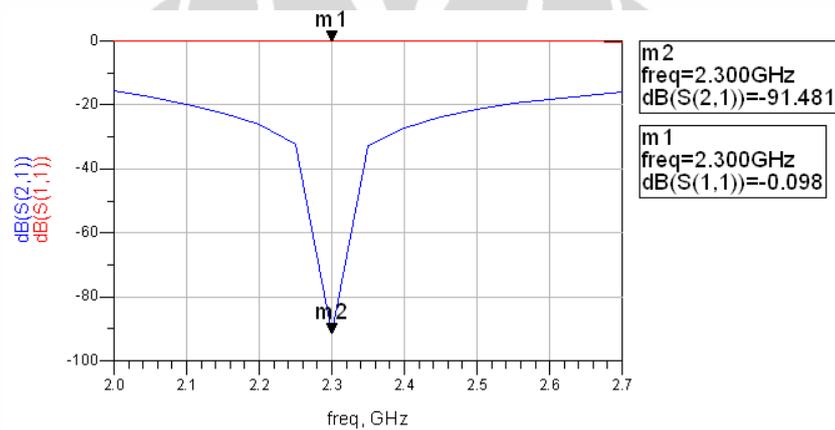
Tabel 3.4 Spesifikasi  $Z$  dari Transmission Line 1 mm

Lebar Trasnmission Line	Simulasi	Perhitungan
1 mm	88,092 $\Omega$	88,485 $\Omega$

Hasil perhitungan dan simulasi dari nilai  $Z$  untuk transmission line tidak jauh berbeda yaitu 88  $\Omega$ . Transmission line tersebut kemudian dipakai untuk mikrostrip bandstop filter. Gambar 3.9 menunjukkan pengujian S-parameter dari BSF dan Gambar 3.10 menunjukkan hasil S-parameter dari RFC apabila digunakan bandstop filter sebagai RFC.



Gambar 3.9. Pengujian S-parameter bandpass filter sebagai RFC



Gambar 3.10. Pengujian S-parameter Induktor sebagai RFC

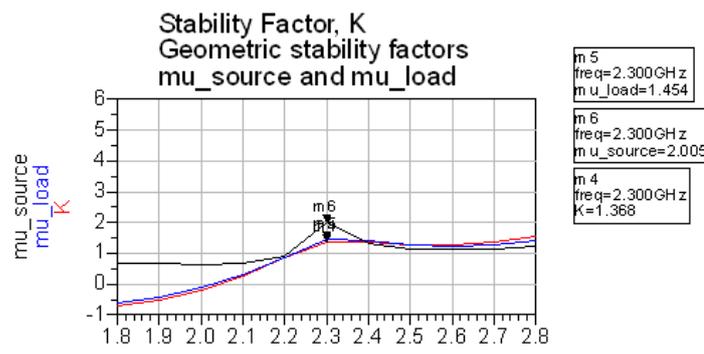
Hasil pengukuran menunjukkan  $S_{21} = -91,198$  dB dengan nilai  $S_{11}$  hampir mendekati nol. Berbeda dengan induktor, penggunaan bandstop sebagai RFC hanya dapat memblokir frekuensi yang lebih sempit, pada hasil perancangan ditunjukkan bahwa RFC tersebut bekerja optimal untuk frekuensi 2,3 GHz, hal ini sesuai kebutuhan perancangan PA yang akan bekerja pada frekuensi 2,3 GHz.

### 3.7.2 Analisis Kestabilan dan *Improve Stability*

Suatu rangkaian PA biasanya sangat direkomendasikan dalam keadaan *unconditionally stable*. Seperti telah dijelaskan sebelumnya pada bab 2 bahwa untuk dapat mengetahui apakah PA yang telah dirancang telah memenuhi kriteria kestabilan atau tidak, dapat dilihat dari nilai faktor kestabilan K.

Tabel 3.5 S-parameter dan Stability Factor DC bias dengan BSF RFC

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	StabFact1
2.000 GHz	1.028 / -41.140	0.063 / -162.217	3.555 / -22.310	0.681 / -75.054	-0.215
2.050 GHz	0.980 / -49.525	0.064 / -171.501	4.252 / -37.256	0.654 / -85.462	-0.003
2.100 GHz	0.896 / -59.163	0.064 / 178.994	5.063 / -54.218	0.621 / -96.185	0.251
2.150 GHz	0.759 / -69.687	0.063 / 169.464	5.916 / -73.720	0.577 / -107.111	0.548
2.200 GHz	0.561 / -78.701	0.060 / 160.680	6.619 / -95.733	0.517 / -117.433	0.875
2.250 GHz	0.341 / -76.934	0.057 / 153.886	6.915 / -119.054	0.450 / -125.471	1.177
2.300 GHz	0.236 / -44.093	0.054 / 149.439	6.718 / -141.580	0.392 / -130.028	1.368
2.350 GHz	0.322 / -18.000	0.054 / 145.958	6.199 / -161.708	0.356 / -132.234	1.414
2.400 GHz	0.434 / -15.396	0.056 / 141.958	5.584 / -179.078	0.339 / -134.315	1.370
2.450 GHz	0.514 / -19.133	0.058 / 137.013	5.004 / 165.908	0.332 / -137.376	1.306
2.500 GHz	0.563 / -24.202	0.060 / 131.296	4.504 / 152.678	0.327 / -141.419	1.260
2.550 GHz	0.587 / -29.340	0.063 / 125.066	4.087 / 140.746	0.323 / -146.123	1.246
2.600 GHz	0.595 / -34.200	0.065 / 118.512	3.741 / 129.751	0.319 / -151.200	1.263
2.650 GHz	0.589 / -38.683	0.067 / 111.754	3.454 / 119.440	0.313 / -156.445	1.308
2.700 GHz	0.574 / -42.757	0.070 / 104.863	3.214 / 109.631	0.307 / -161.722	1.379



Gambar 3.11 Stability Factor DC bias dengan BSF RFC

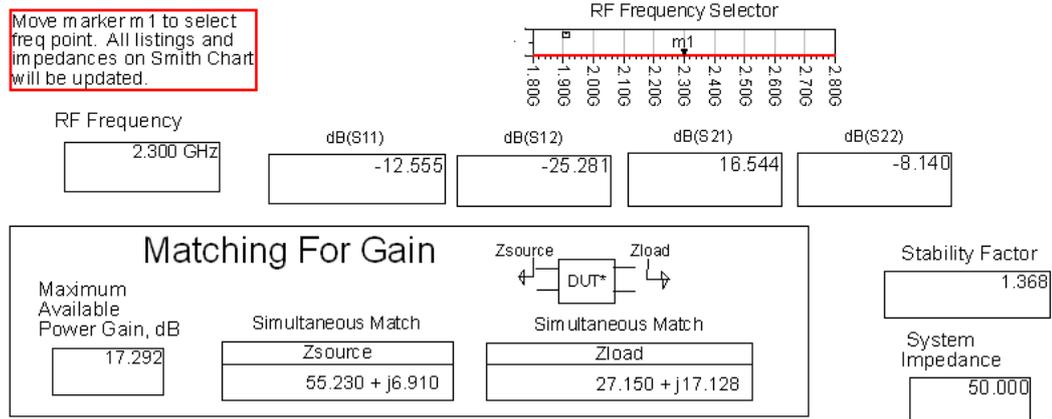
Tabel 3.5 dan Gambar 3.11 merupakan hasil simulasi *high PA* untuk parameter kestabilan, terlihat bahwa hasil keduanya tidak menunjukkan peredaan yang besar untuk nilai *stability factornya*. Hasil simulasi menunjukkan bahwa *high PA* ini telah mencapai kondisi stabil. Parameter kestabilannya telah bernilai lebih besar satu. Demikian juga dengan *geometric stability factor*  $\mu_{source} > 1$  dan  $\mu_{load} > 1$ . Hal ini menandakan bahwa *PA* telah mencapai kondisi stabil.

### 3.7.3 Parameter *matching impedance*

Analisis rangkaian *matching impedance* ini bertujuan untuk menyesuaikan antara impedansi yang ada pada konektor 50  $\Omega$  dengan impedansi pada transistor, baik pada *input* maupun *output* dari transistor itu sendiri. Penyesuaian impedansi ini bertujuan untuk mengurangi *return of loss* yang terjadi.

Dari hasil simulasi seperti pada Gambar 3.11 diperoleh nilai  $Z_{load} = 55,23 + j69,1$  dan  $Z_{source} = 27,15 + j17,1287$   $\Omega$ . Nilai-nilai tersebut digunakan untuk

mencari nilai matching Impedansi. Sehingga diperoleh Input matching dan output matching.



Gambar 3.12 Parameter Z source dan Z load PA dengan Bandstop filter RFC

Semua lebar *transmisi line* matching menggunakan  $\epsilon_r = 4,3$ ,  $h = 1,6$  mm dan lebar  $W = 3$  mm, sehingga nilai  $Z$  nya mengikuti pers. (2.54) dan (2.55).

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} = 3,256 \quad (2.55)$$

Karena  $W/h \geq 1$  maka,

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]} = 51,2 \Omega \quad (2.54)$$

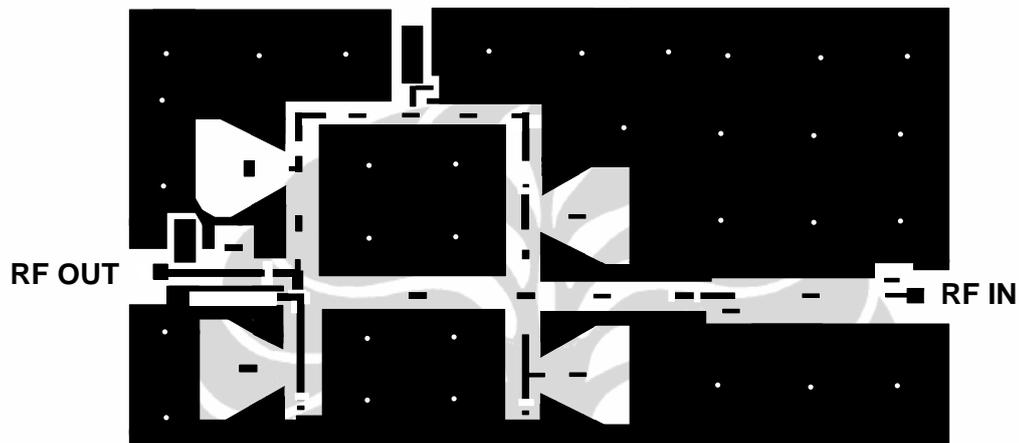
Tabel 3.6 Input dan Output Matching untuk PA BSF dengan  $W = 3$  mm ( $Z = 51,2 \Omega$ )

Matching	Transmission Line	Simulasi	Perhitungan
Input	8,27 mm	1,66 mm	1,65 mm
	98,89 mm	19,83 mm	19,4 mm
	7,505 mm	1,50 mm	1,46 mm
Output	22,18 mm	4,44 mm	4,41 mm
	19,44 mm	3,90 mm	3,91 mm
	30,17 mm	6,05 mm	6,03 mm

Rangkaian lengkap dapat dilihat pada Lampiran 3. Hasil simulasi dan perhitungan tidak menunjukkan perbedaan yang signifikan. Hasil tersebut kemudian di analisa pada Bab 4.

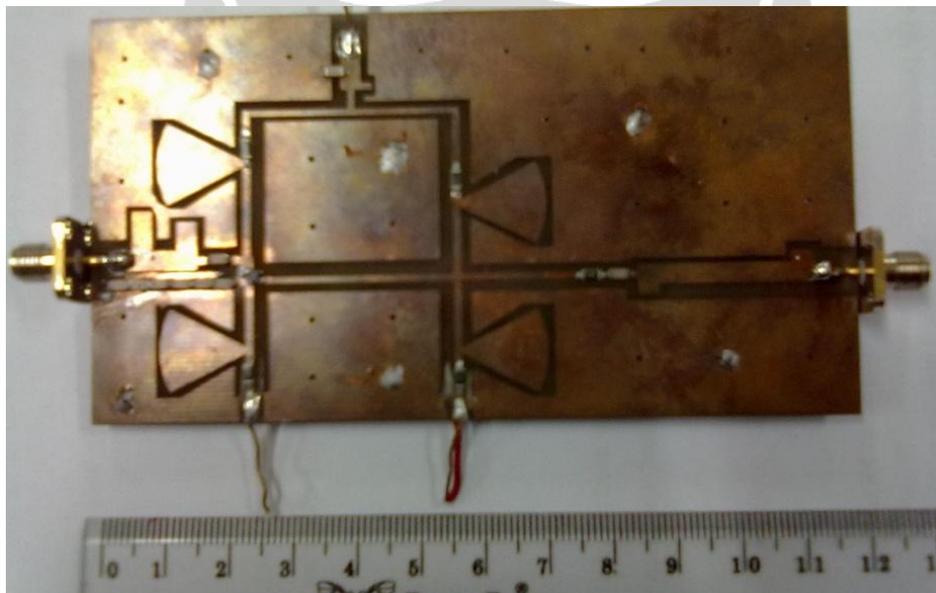
### 3.7.4 Layout Rangkaian PA

Setelah dilakukan perancangan, untuk proses selajutnya maka dilakukan proses layout untuk dietching. seperti Gambar 3.13.



Gambar 3.13 Layout PA dengan BSF RFC

Hasil fabrikasi terlihat seperti pada Gambar 3.14, hasil tersebut menggunakan  $\epsilon = 4,3$  dan  $h = 1,6$  mm.



Gambar 3.14 Hasil pabrikan PA dengan BSF RFC

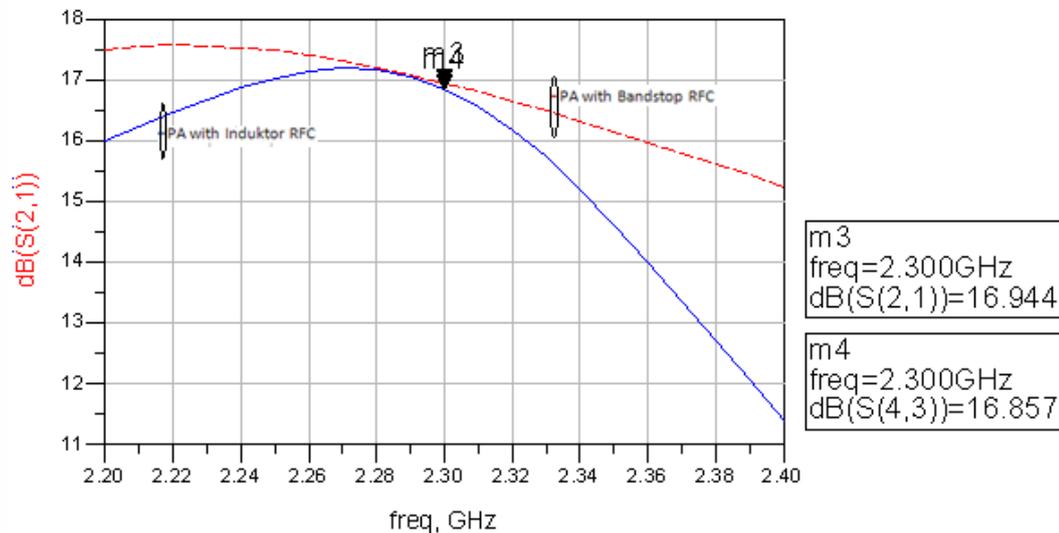
## BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISA PENGUKURAN

### 4.1 Hasil Simulasi Rangkaian Lengkap PA

Pada bagian ini akan dibahas kinerja dari PA yang didesain menggunakan ADS. Rangkaian lengkap PA dengan induktor RFC tampak pada lampiran 2. Sementara Rangkaian lengkap PA dengan bandstop RFC tampak pada lampiran 3.

#### 4.1.1 Simulasi $S_{21}$ dari PA

Hasil simulasi gain rangkaian PA terlihat pada Gambar 4.1.

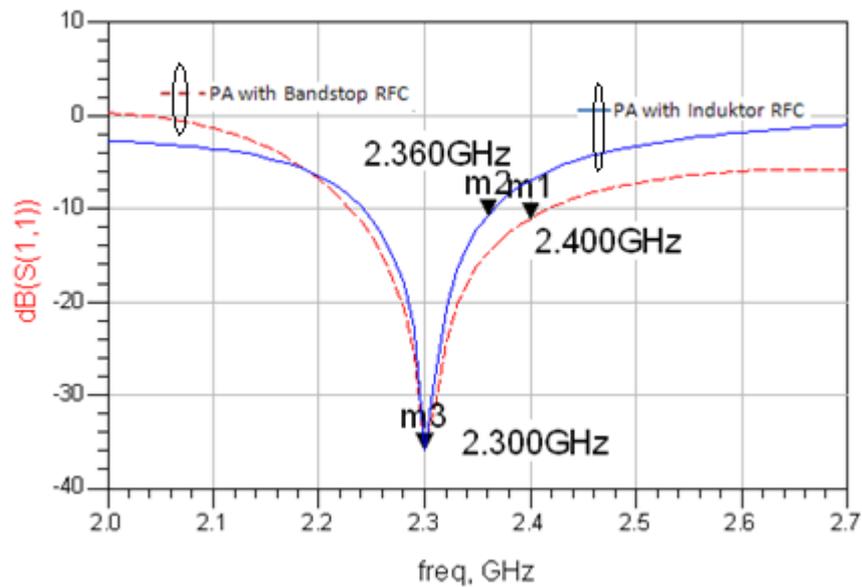


Gambar 4.1 Perbandingan hasil gain ( $S_{21}$ ) PA

Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian PA dengan induktor RFC memiliki gain  $S_{21} = 16,857$  dB. Sementara rangkaian PA dengan *bandstop* RFC memiliki gain yang lebih baik yaitu  $S_{21} = 16,944$  dB. Namun, kedua perancangan tetap memenuhi spesifikasi dengan baik.

#### 4.1.2 Simulasi Input Return Loss ( $S_{11}$ ) dari PA

Hasil simulasi input return loss ( $S_{11}$ ) terlihat pada Gambar 4.2.



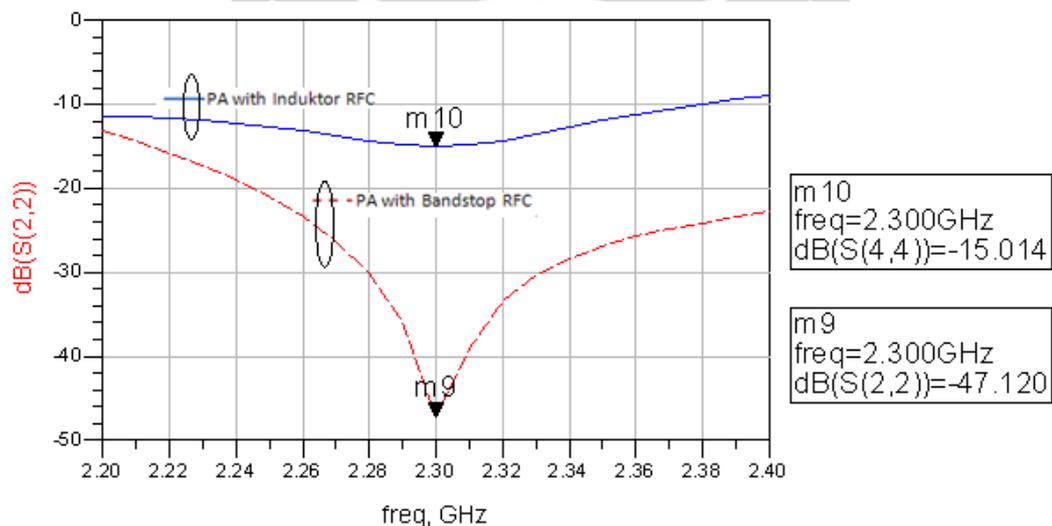
Gambar 4.2 Perbandingan Hasil Input Return Loss (S11) PA

Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian PA dengan induktor RFC maupun PA dengan *bandstop* RFC memiliki input return loss  $S_{11} = -35.8$  dB.

Sementara untuk bandwidthnya, rangkaian PA dengan induktor RFC memiliki bandwidth sebesar 60 MHz. Akan tetapi rangkaian PA dengan *bandstop* RFC memiliki bandwidth sebesar 100 MHz.

#### 4.1.3 Simulasi Output Return Loss (S22) dari PA

Hasil simulasi output return loss (S22) terlihat pada Gambar 4.3.

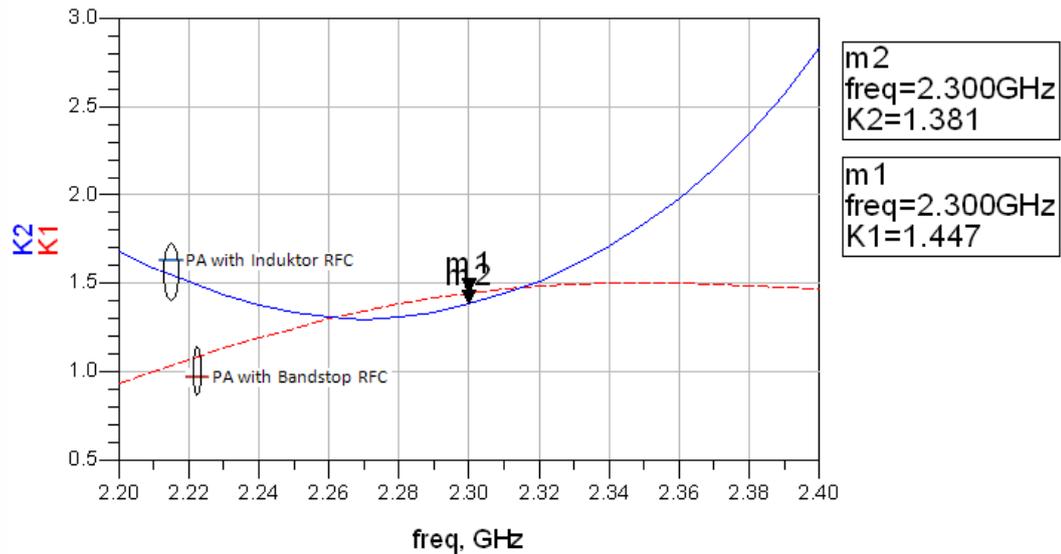


Gambar 4.3 Perbandingan hasil output return loss (S22) PA

Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian PA dengan induktor RFC memiliki output return loss  $S_{22} = -15,014$  dB. Sementara rangkaian PA dengan bandstop RFC memiliki output return loss  $S_{22} = -47,12$  dB.

#### 4.1.4 Simulasi Stability Factor dari PA

Hasil simulasi Simulasi stability factor terlihat pada Gambar 4.4.

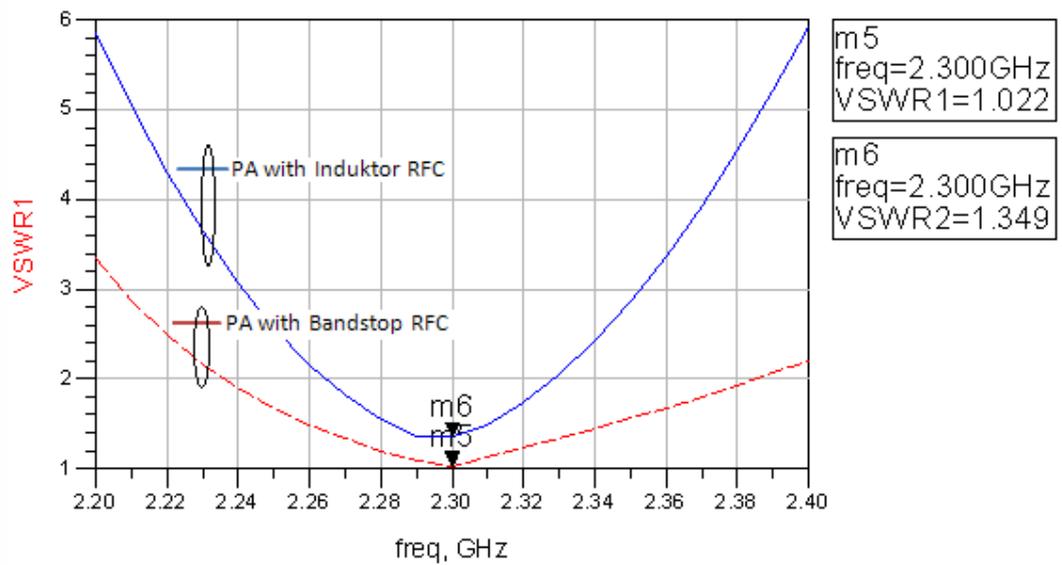


Gambar 4.4 Perbandingan hasil stability factor PA

Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian lengkap PA dengan induktor RFC memiliki *stability factor*  $K = 1,381$ . Sementara rangkaian lengkap PA dengan bandstop RFC memiliki *stability factor*  $K = 1,447$ . Kedua perancangan memenuhi spesifikasi dengan baik.

#### 4.1.4 Simulasi VSWR dari PA

Hasil simulasi simulasi *stability factor* terlihat pada Gambar 4.4. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian lengkap PA dengan induktor RFC memiliki  $VSWR = 1,349$ . Sementara rangkaian lengkap PA dengan bandstop RFC memiliki  $VSWR = 1,022$ .



Gambar 4.5 Perbandingan VSWR PA

Perbandingan nilai-nilai hasil simulasi terlihat dengan lengkap pada Tabel

4.1.

Tabel 4.1 Perbandingan Hasil Simulasi PA dengan induktor RFC dan bandstop RFC

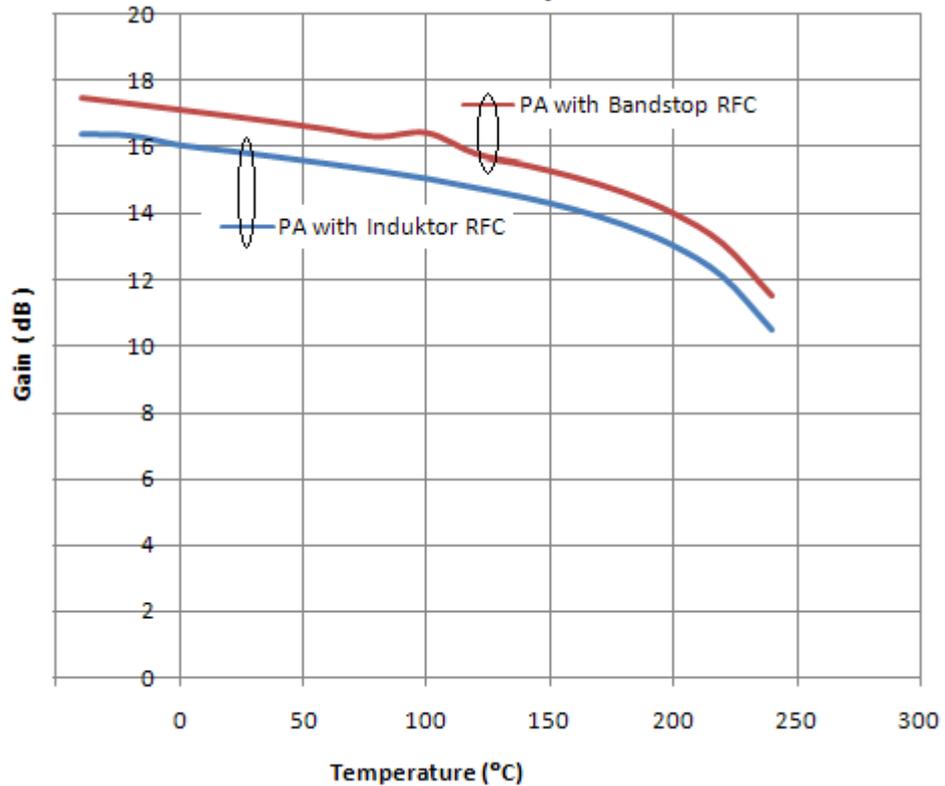
Spesifikasi	PA dengan Induktor RFC	PA dengan Bandstop RFC
Gain	16,857 dB	16,944 dB
Bandwidth	60 MHz	100 MHz
Input Return Loss	-35,8 dB	-35,8 dB
Output Return Loss	-15,014 dB	-47,12 dB
Stability Factor	1,381	1,447
VSWR	1,349	1,022

#### 4.2 Hasil Simulasi Kinerja Amplifier Terhadap Perubahan Suhu

Pada bab ini akan dibahas kinerja dari PA terhadap perubahan suhu, simulasi ini menggunakan ADS. Rangkaian lengkap PA dengan induktor RFC tampak pada Lampiran 2. Sementara Rangkaian lengkap PA dengan *bandstop* RFC tampak pada Lampiran 3.

#### 4.2.1 Hasil Simulasi Gain (dB) PA Terhadap Perubahan Suhu

Salah satu faktor yang dapat menurunkan kinerja PA adalah adanya suhu yang berlebihan. Namun, untuk mengetahui kinerja PA tersebut terhadap perubahan suhu maka dilakukan simulasi kinerja terhadap suhu untuk kemudian dianalisa. Gambar 4.6 menunjukkan kinerja gain PA terhadap perubahan suhu.

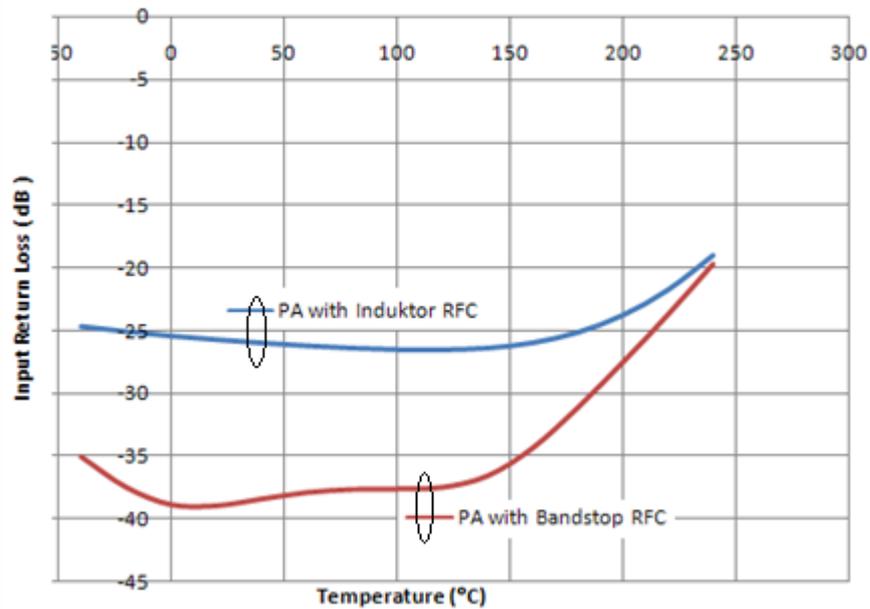


Gambar 4.6 Kinerja Gain PA terhadap perubahan suhu.

Hasil simulasi memperlihatkan bahwa untuk suhu yang ekstrem sekalipun, amplifier dapat tetap bekerja walaupun terdapat penurunan nilai gain.

#### 4.2.2 Hasil Simulasi Input Return Loss (dB) PA Terhadap Perubahan Suhu

Gambar 4.7 menunjukkan kinerja input return loss PA terhadap perubahan suhu.

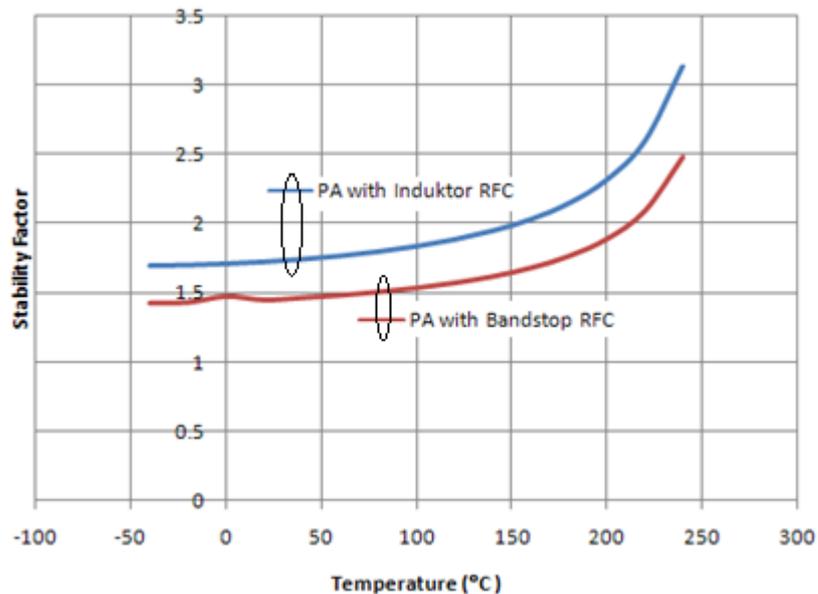


Gambar 4.7 Kinerja input return loss PA terhadap perubahan suhu.

Gambar 4.7 memperlihatkan kinerja *input return loss* PA terhadap perubahan suhu terlihat bahwa PA tersebut masih dapat bekerja walaupun pada suhu 200°C.

#### 4.2.3 Hasil Simulasi Stability Factor PA Terhadap Perubahan Suhu

Gambar 4.8 menunjukkan kinerja stability faktor PA terhadap perubahan suhu.



Gambar 4.8 Kinerja *stability factor* PA terhadap perubahan suhu

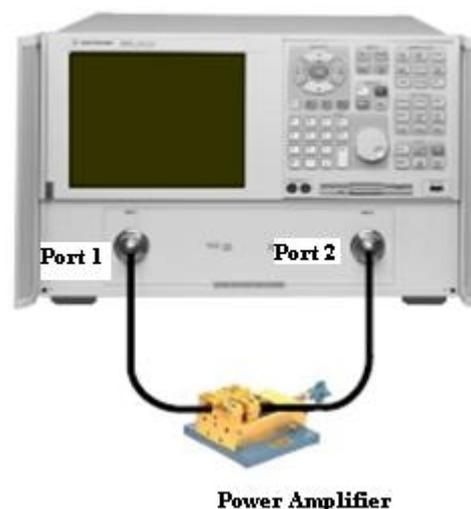
Gambar 4.8 memperlihatkan Kinerja *stability factor* PA terhadap perubahan suhu terlihat bahwa PA tersebut masih dapat bekerja stabil walaupun pada suhu yang tinggi sekalipun.

#### 4.3 Hasil Pengukuran Kinerja PA yang difabrikasi

Untuk melihat kinerja amplifier yang telah dipabrikasi, maka diperlukan pengukuran menggunakan spectrum analyser, untuk kemudian dianalisa kinerjanya. PA yang difabrikasi hanya yang menggunakan bandstop sebagai RFC, sementara yang induktor tidak difabrikasi karena ketiadaan komponen.

Setelah itu, PA hasil fabrikasi diukur pada ruang Lab. Telekomunikasi *Anechoic Chamber* lantai 4 Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia. Dengan metode pengukuran seperti yang dijelaskan pada subbab selanjutnya. Ada 3 parameter PA yang diukur pada penelitian ini, yaitu  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , dan  $S_{22}$ . Ketiga parameter PA dilakukan melalui pengukuran port ganda, karena PA memiliki 2 port yaitu port input (port 1) dan port output (port 2).

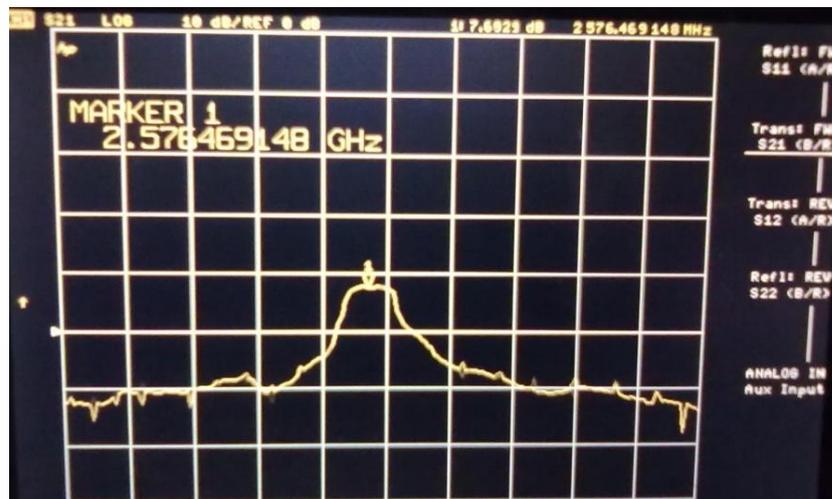
Pada pengukuran port ganda merupakan pengukuran dengan melibatkan 2 port. Pada pengukuran port ganda ini, PA yang telah difabrikasi diukur dengan menggunakan Network Analyzer. PA dipasang pada kedua port, port input (port 1) dan port output (port 2), kemudian ditentukan dengan format pengukuran  $S_{11}$  atau  $S_{22}$  dengan memanggil register yang telah dikalibrasi sebelumnya. Parameter-parameter yang dapat diketahui dari hasil pengukuran port ganda ini antara lain  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , dan  $S_{22}$ .



Gambar 4.9 Pengukuran Kinerja PA dengan pengukuran port ganda.

### 4.3.1 Hasil Pengukuran S21 dari PA

Hasil pengukuran gain rangkaian PA terlihat pada Gambar 4.10.

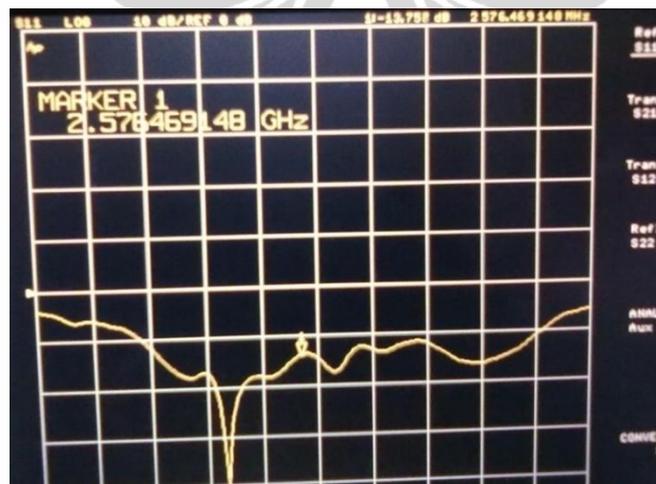


Gambar 4.10 Pengukuran S21 Power Amplifier

Pada proses pengukuran, ternyata PA mengalami pergeseran frekuensi center dari 2,35 GHz hingga ke 2,57 GHz. Pada gambar 4.9 terlihat PA dengan bandstop RFC memiliki gain sebesar  $S_{21} = 7,69$  dB pada frekuensi 2,576 GHz. Sementara itu, apabila diukur -3 dB dari puncak ( $7,69 - 3 = 4,69$  dB). Maka akan menghasilkan bandwidth sebesar 90 MHz.

### 4.3.2 Hasil Pengukuran Input Return Loss (S11) dari PA

Hasil pengukuran *input return loss* rangkaian PA terlihat pada Gambar 4.11.



Gambar 4.11 Pengukuran Input Return Loss (S11) Power Amplifier

Pada gambar 4.11 terlihat PA dengan bandstop RFC memiliki input return loss sebesar  $S_{11} = -13,757$  dB pada frekuensi 2,576 GHz. Pada gambar tersebut

terlihat bahwa PA memenuhi spesifikasi yang baik untuk nilai *input return loss*-nya.

#### 4.3.3 Hasil Pengukuran Output Return Loss ( $S_{22}$ ) dari PA

Hasil pengukuran *output return loss* rangkaian PA terlihat pada Gambar 4.12.



Gambar 4.12 Pengukuran Output Return Loss ( $S_{22}$ ) Power Amplifier

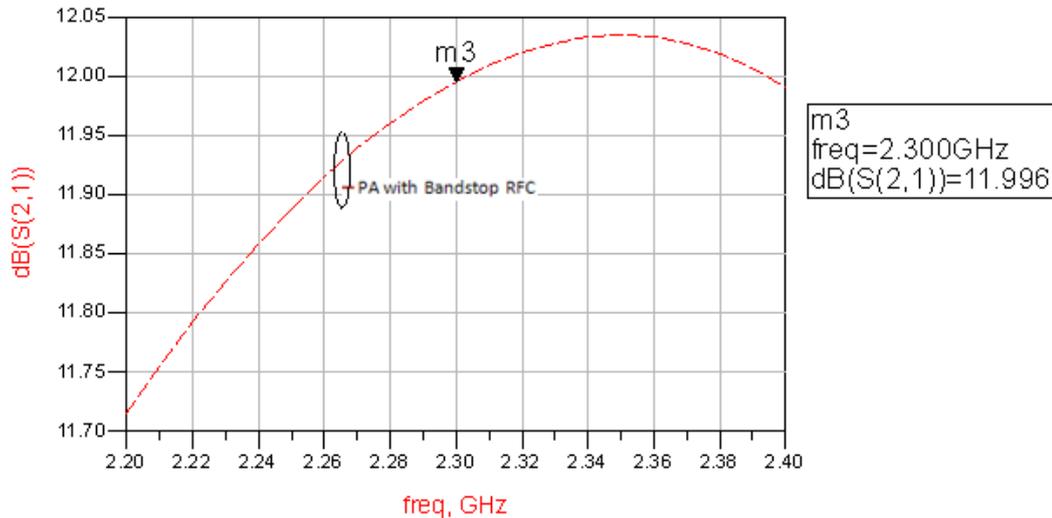
Pada gambar 4.12 terlihat PA dengan bandstop RFC memiliki input return loss sebesar  $S_{22} = -7,496$  dB pada frekuensi 2,576 GHz. Nilai tersebut masih belum memenuhi standar dengan baik yaitu dibawah -10 dB.

Tabel 4.2 Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran PA

Spesifikasi	Simulasi	Pengukuran
Frekuensi	2,3 GHz	2,57 GHz
$S_{21}$	16,94 dB	7,69 dB
Bandwidth	100 MHz	90 MHz
Input Return Loss	-38,9 dB	-13,757 dB
Output Return Loss	-28,1 dB	-7,49 dB

Pada Tabel 4.2 terlihat perbedaan mencolok hal ini terjadi karena terdapat sebuah bypass kapasitor yang memiliki ukuran 3 pF (ukuran tersebut tidak ada di pasaran). Sehingga hal itu sangat mempengaruhi kinerja PA. Untuk mengatasinya digunakan kapasitor seri 22 pF sebanyak 6 buah. Maka besarnya kapasistansinya

yaitu 3,667 pF. Apabila disimulasikan maka akan akan menghasilkan  $S_{21}$  seperti Gambar 4.13.



Gambar 4.13 Pengukuran  $S_{21}$  apabila menggunakan bypass kapasitor 3,667 pF

Selain itu, hal ini mungkin disebabkan oleh penggunaan bahan substrat yang cukup buruk kualitasnya, rugi-rugi bahan, dan desain PA yang kurang efektif. Untuk mengatasi hal ini, pada proses perancangan sebaiknya menggunakan bahan substrat dengan nilai konstanta dielektrik yang lebih rendah yang lebih baik secara kualitas dan untuk menunjang PA. Pemilihan bahan dengan konstanta dielektrik yang lebih rendah didasarkan pada keterkaitan antara rugi-rugi yang terjadi dengan nilai konstanta dielektrik dari substrat. Secara teori, dengan nilai rasio  $h/\lambda$  sama, semakin besar nilai konstanta dielektrik bahan semakin besar pula rugi-rugi yang dihasilkan. Penurunan kinerja ini juga dapat diakibatkan oleh penyolderan yang tidak matang, pergeseran kaki-kaki komponen maupun poses pengetchingan yang tidak sempurna.

## BAB 5 KESIMPULAN

Berdasarkan hasil perancangan dan analisa kinerja PA yang telah difabrikasi maka dapat diambil kesimpulan :

- a. Telah dirancang PA dengan menggunakan RFC berupa induktor dan berupa BSF. Hasil yang diperoleh berupa :
  - i. Hasil perancangan dan simulasi PA dengan induktor RFC memiliki keluaran  $S_{21} = 15,9$  dB, input return loss ( $S_{11}$ ) = -35,8 dB, output return loss ( $S_{22}$ ) = -25,45 dB, stability factor ( $K$ ) = 1,725, bandwidth = 60 MHz, dan memiliki VSWR = 1,11.
  - ii. Sementara hasil perancangan dan simulasi PA dengan Bandstop RFC memiliki kinerja keluaran yang lebih baik, yaitu  $S_{21} = 16,94$  dB, input return loss ( $S_{11}$ ) = -35,8 dB, output return loss ( $S_{22}$ ) = -28,1 dB, stability factor ( $K$ ) = 1,446, bandwidth = 100 MHz dan memiliki VSWR = 1,023. Hal ini memperlihatkan bahwa *bandstop filter* dapat digunakan dengan baik sebagai RF Choke.
- b. PA yang telah dirancang memiliki kestabilan dan kinerja yang baik terhadap perubahan suhu dibawah 200°C. Apa bila suhunya terus meningkat maka kinerjanya akan cenderung menurun.
- c. Hasil pabrikan maka diperoleh nilai  $S_{21} = 7,69$  dB, input return loss ( $S_{11}$ ) = -13,757 dB, output return loss ( $S_{22}$ ) = -7,496 dB. Selain itu, ternyata PA mengalami pergeseran frekuensi hingga ke 2,57 GHz. Penurunan kinerja ini dapat disebabkan penggunaan bahan substrat yang cukup buruk kualitasnya, rugi-rugi bahan, dan desain PA yang kurang efektif. Untuk mengatasi hal ini, pada proses perancangan sebaiknya menggunakan bahan substrat dengan nilai konstanta dielektrik yang lebih rendah yang lebih baik secara kualitas dan untuk menunjang PA. Secara teori, dengan nilai rasio  $h/\lambda$  sama, semakin besar nilai konstanta dielektrik bahan semakin besar pula rugi-rugi yang dihasilkan. Penurunan kinerja ini juga dapat diakibatkan oleh penyolderan yang tidak matang, pergeseran kaki-kaki komponen maupun poses pengetcingan yang tidak sempurna.

## DAFTAR REFERENSI

- [1] Taie, Wafaa. "Performance Evaluation of WiMAX System in Various Morphological Scenarios". *IEEE Journal* 2010.
- [2] Dirjen Postel. "Persyaratan Teknis Alat dan Perangkat Telekomunikasi Base Station Broadband Wireless Access (BWA) nomadic pada pita frekuensi 2,3 GHz" <<http://www.postel.go.id/content/ID/regulasi/standardisasi/kepdir/kepdirjen%20base%20station%20bwa.doc>> di akses 13 Mei 2010.
- [3] Pozar, David M. *Microwave and RF Wireless System*. New York : John Wiley and Sons, 1996.
- [4] Nader, Charles, *Design of Power Amplifier Based on Si-LDMOS for WiMax at 3.5 GHz*, M.S Tesis. University of Gavle, June 2006.
- [5] R.Paganelli. "A computationally efficient approach for design of RF power amplifier". *IEEE Explore*. 22 Juni 2010.
- [6] Yuan Liao,Hsien. "High-Linearity CMOS Feedforward Power Amplifier for WiMAX Application". *IEEE Journal* 2008.
- [7] Ahmad Sayed. "An Ultra Wideband 5 W Power Amplifier Using SiC MESFET". *European Microwave Conference-Amsterdam. IEEE Journal* 2004.
- [8] Ridho, David. "Perancangan Power Amplifier Untuk Mobile Wimax Pada Frekuensi 2,3 Ghz". Depok : Universitas Indonesia 2009.
- [9] Pozar, David M. *Microwave Engineering, 2<sup>nd</sup> edition*. New York : Wiley and Sons, 1998.
- [10] Gonzalez, Gualermo. *Microwave Transistor Amplifier : Analysis and Design, 2<sup>nd</sup> ed*. New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1996.
- [11] Burghartz, Joachim N., "RF Circuit Design Aspect of Spiral Inductors on Silicon," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 33, no.12, Desember. 1998.
- [12] C.P Yue dan S. Simon W, "Physical Modeling of Spiral Inductor on Silicon". *IEEE Transaction on electron devices*, vol.47, no. 3, Maret 2000.
- [13] "Data sheet BJT NPN Silicon NE662M04" High Gain. 22 Mei 2010.

- [14] AM. Lancaster. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York : John Wiley and Sons. 2001.
- [15] E.H Fooks. *Microwave Engineering Using Mikrostrip Circuits*. New York : Prentice Hall. 1990.
- [16] Cripps. Steve C. *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Boston : Artech House Microwave Library. 2002.
- [17] Kenneth A. Kuhn. "Power Gain of Single Stage BJT Amplifier". 16 September 2008. Invited.
- [18] Boylestad, Robert. *Electronic Devices and Circuit Theory*. New Jersey : Prentice Hall, Inc. 2002.

