



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN *CONCURRENT* MULTIBAND LNA DENGAN
MENGUNAKAN *MULTISECTION IMPEDANCE TRANSFORMER***

TESIS

TEGUH FIRMANSYAH

1006788896

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JANUARI 2012**



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN *CONCURENT* MULTIBAND LNA DENGAN
MENGUNAKAN *MULTISECTION IMPEDANCE TRANSFORMER***

TESIS

Diajukan sebagai salah satu syarat memperoleh gelar magister teknik

TEGUH FIRMANSYAH

100788896

FAKULTAS TEKNIK

PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO

DEPOK

JANUARI 2012

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Teguh Firmansyah

NPM : 1006788896

Tanda Tangan : 

Tanggal : 16 Januari 2012

HALAMAN PENGESAHAN

Tesis ini diajukan oleh:

Nama : Teguh Firmansyah
NPM : 1006788896
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Tesis : Rancang Bangun *Concurrent Multiband LNA* dengan
Menggunakan *Multisection Impedance Transformer*

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

DEWAN PENGUJI

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

Penguji : Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc. (

Penguji : Dr. Fitri Yuli Zulkifli, ST. M.Sc. (

Penguji : Basari, ST, M.Eng, Ph.D (

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 16 Januari 2012

KATA PENGANTAR

Puji syukur saya panjatkan kepada Allah SWT, karena atas berkat dan rahmat-Nya, saya dapat menyelesaikan tesis ini. Penulisan tesis ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Magister Teknik Jurusan Teknik Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan tesis ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan tesis ini. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada :

- (1) Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D selaku pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan tesis ini;
- (2) Istriku, Ns. Nourmayansa Vidya Anggraini, S.Kep yang telah memberikan semangat dalam menyelesaikan tesis ini;
- (3) Orang tua, bapak ibu mertua, dan keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan material dan moral;
- (4) Toto Supriyanto, ST, M.T yang telah meluangkan waktunya untuk berdiskusi bersama;
- (5) Teman-teman Program Magister Teknik Elektro khususnya angkatan 2010 yang telah memberikan bantuannya.

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

Depok, 16 Januari 2012



Penulis

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

Sebagai sivitas akademik Universitas Indonesia, saya yang bertanda tangan dibawah ini :

Nama : Teguh Firmansyah
NPM : 1006788896
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis Karya : Tesis

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

**Rancang Bangun *Concurrent* Multiband LNA dengan Menggunakan
*Multisection Impedance Transformer***

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

Dibuat di : Jakarta

Pada tanggal : 16 Januari 2012

Yang menyatakan



(Teguh Firmansyah)

ABSTRAK

Nama : Teguh Firmansyah
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Rancang Bangun Concurrent Multiband LNA Menggunakan
Multisection Impedance Transformer

Untuk meningkatkan efisiensi sekaligus mendukung perkembangan berbagai jenis standar komunikasi nirkabel seperti maka diperlukan sebuah *transceivers* yang mampu beroperasi pada multiband dengan multistandar. Salah satu bagian multiband *transceivers* adalah *low noise amplifier* (LNA) yang mampu beroperasi pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan nilai *return loss* (S_{11}), *Gain* (S_{21}), *stability* (K), *noise figure* (NF), dan VSWR yang baik pada semua frekuensi. Pada penelitian ini diusulkan penggunaan *multisection impedance transformer* (MIT) sebagai impedance matching, penggunaan MIT memiliki keunggulan diantaranya *stability* yang lebih tinggi dengan noise yang lebih rendah dibandingkan dengan komponen *lumped*. Selain itu penggunaan MIT lebih mudah dalam proses pabrikan dan pengukuran. Tujuan perancangan ini untuk mendapatkan LNA multiband pada 0,9 GHz untuk aplikasi GSM, 1,8 GHz untuk WCDMA, dan 2,6 GHz untuk LTE. Kinerja LNA pada frekuensi 0,95 GHz untuk GSM diantaranya memiliki nilai *return loss* $S_{11} = -23,541$ dB, *insertion loss* $S_{21} = 18,911$ dB, *stability* $K = 1,462$, *NF* = 1,475 dB, *VSWR* = 1,143 dB, dan *FoM* sebesar 8,38. Sementara itu, kinerja LNA pada frekuensi 1,85 GHz untuk WCDMA diantaranya memiliki nilai *return loss* $S_{11} = -23,771$ dB, *insertion loss* $S_{21} = 12,858$ dB, *stability* $K = 1,997$, *NF* = 1,988 dB, *VSWR* = 1,139 dB, dan *FoM* sebesar 2,616. Kinerja LNA pada frekuensi 2,65 GHz untuk LTE diantaranya memiliki nilai *return loss* $S_{11} = -23,521$ dB, *insertion loss* $S_{21} = 10,180$ dB, *stability* $K = 1,849$, *NF* = 2,776 dB, *VSWR* = 1,143 dB, dan *FoM* sebesar 1,152.

Kata Kunci : *Multiband LNA, Multisection Impedance Transformer, Return Loss, Insertion Loss, Noise Figure*

ABSTRACT

Nama : Teguh Firmansyah
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : *Design Concurrent Multiband LNA Using Multisection Impedance Transformer*

A transceivers capable operating on a multiband with multistandar is needed to improve efficiency for support the development different types of wireless communication standards. A part multiband transceivers are low noise amplifier (LNA) capable to operate at several different frequencies with a value of return loss (S_{11}), Gain (S_{21}), stability (K), noise figure (NF), and VSWR are good at all frequencies. This study proposed used multisection impedance transformer (MIT) as an impedance matching, MIT has advantages higher stability with lower noise compared with lumped components. Besides that, MIT easier in the manufacturing process and measurement. Design goal are to get a multiband LNA at 0.9 GHz for GSM applications, 1.8 GHz for WCDMA, and 2.6 GHz for LTE. Performance at a frequency of 0.95 GHz LNA for GSM them has a value of return loss $S_{11} = -23.541$ dB, insertion loss $S_{21} = 18.911$ dB, stability $K = 1.462$, $NF = 1.475$ dB, $VSWR = 1.143$ dB, and the FOM of 8.38. Meanwhile, the performance at a frequency of 1.85 GHz LNA for WCDMA which have the value of return loss $S_{11} = -23.771$ dB, insertion loss $S_{21} = 12.858$ dB, stability $K = 1.997$, $NF = 1.988$ dB, $VSWR = 1.139$ dB, and the FOM of 2.616. LNA performance at a frequency of 2.65 GHz for the LTE value of which has a return loss $S_{11} = -23.521$ dB, insertion loss $S_{21} = 10.180$ dB, stability $K = 1.849$, $NF = 2.776$ dB, $VSWR = 1.143$ dB, and the FOM of 1.152

Keywords : *Multiband LNA, Multisection Impedance Transformer, Return Loss, Insertion Loss, Noise Figure*

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
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Tujuan Penulisan	4
1.3 Batasan Masalah	4
1.4 Sistematika Penulisan	4
BAB II MULTIBAND LOW NOISE AMPLIFIER.....	6
2.1 Sistem Komunikasi Nirkabel.....	6
2.2 Wideband dan Switch-Multiband Transceiver	7
2.3 Concurrent Multiband Transceiver.....	8
2.4 Concurrent Multiband Low Noise Amplifier	9
2.4.1 Tahapan Perancangan LNA	11
2.5 Bias Transistor.....	11
2.5.1 Titik Kerja.....	11
2.6 Analisa DC Bias FET.....	13
2.7 Analisa AC Bias FET	15
2.7.1 Saat $CS \neq 0$	15
2.7.2 Saat $CS = 0$	16
2.8 Analisa Small Signal.....	20

2.8.1	Analisa Small Signal Z_{IN} dan S_{11}	21
2.8.2	Analisa Small Signal A_V dan S_{21}	23
2.9	Noise pada LNA.....	24
2.10	Impedance Matching dengan Transformer.....	26
2.10.1	Single Section Impedance Transformer.....	27
2.10.2	Dual frekuensi Tiga Section Impedance Transformer dengan Impedansi Beban Kompleks.....	28
2.10.2.1	Matching antara Z_L dan Z_{L2}	28
2.10.2.2	Matching antara Z_{L2} dan Z_0	30
2.10.3	Multiband Multisection Impedance Tranformer.....	31
2.11	Intermodulasi dan Linieritas.....	33
2.11.1	Intercept point Orde ketiga.....	35
2.11.2	1-dB Compression Point (P_{1dB}).....	35
2.12	Scattering Parameter.....	36
2.12.1	Insertion Loss dan Return Loss.....	38
2.12.2	Stability.....	38
2.13	Standing Wave Ratio (SWR)	41
2.14	Mikrostrip.....	42
2.14.1	Mikrostrip line.....	43
2.15	Analisa Statistik Hasil Perancangan	44
2.15.1	Level kepercayaan dan Monte-Carlo Sample	44

**BAB III PERANCANGAN MULTIBAND LOW NOISE AMPLIFIER
DENGAN MULTISECTION TRANSFORMER.....** 46

3.1	Spesifikasi LNA.....	46
3.1.2	Blok Diagram LNA	46
3.2	Alur Perancangan.....	47
3.3	Pemilihan Transistor	49
3.4	DC Bias Transistor.....	50
3.5	Nilai Z_{IN} dan S_{11} Bias transistor.....	52
3.5.1	Small signal Z_{IN} dan S_{11}	52
3.5.2	Simulasi Nilai Z_{IN} , S_{11} dan Stability	53

3.6	Multisection Impedance Transformer.....	56
3.6.1	Karakterisasi Transmission Line 1 (TL1)	60
3.7	Return Loss Setelah Karakterisasi	61
BAB IV HASIL SIMULASI DAN ANALISA.....		63
4.1	Kinerja Rangkaian Multiband LNA.....	63
4.2	<i>Monte-Carlo Yield-Analysis</i>	64
4.3	Hasil dan Analisa <i>Return Loss</i> S_{11}	64
4.4	Hasil dan Analisa Simulasi <i>Gain</i> S_{21}	67
4.5	Hasil dan Analisa Kestabilan (K)	69
4.6	Hasil dan Analisa Noise Figure	70
4.7	Hasil dan Analisa VSWR	72
4.8	Nilai ZI_N dan Group Delay	74
4.9	Hasil Spektrum Output, IIP3 dan Kompresi 1-dB	76
4.10	Figure of Merit Multiband LNA.....	80
BAB V KESIMPULAN		81
REFERENSI		83
Lampiran 1 Data Sheet Transistor NE321S01		
Lampiran 2 Proses Karakterisasi		
Lampiran 3 Data Sheet Substrat FR4		

DAFTAR TABEL

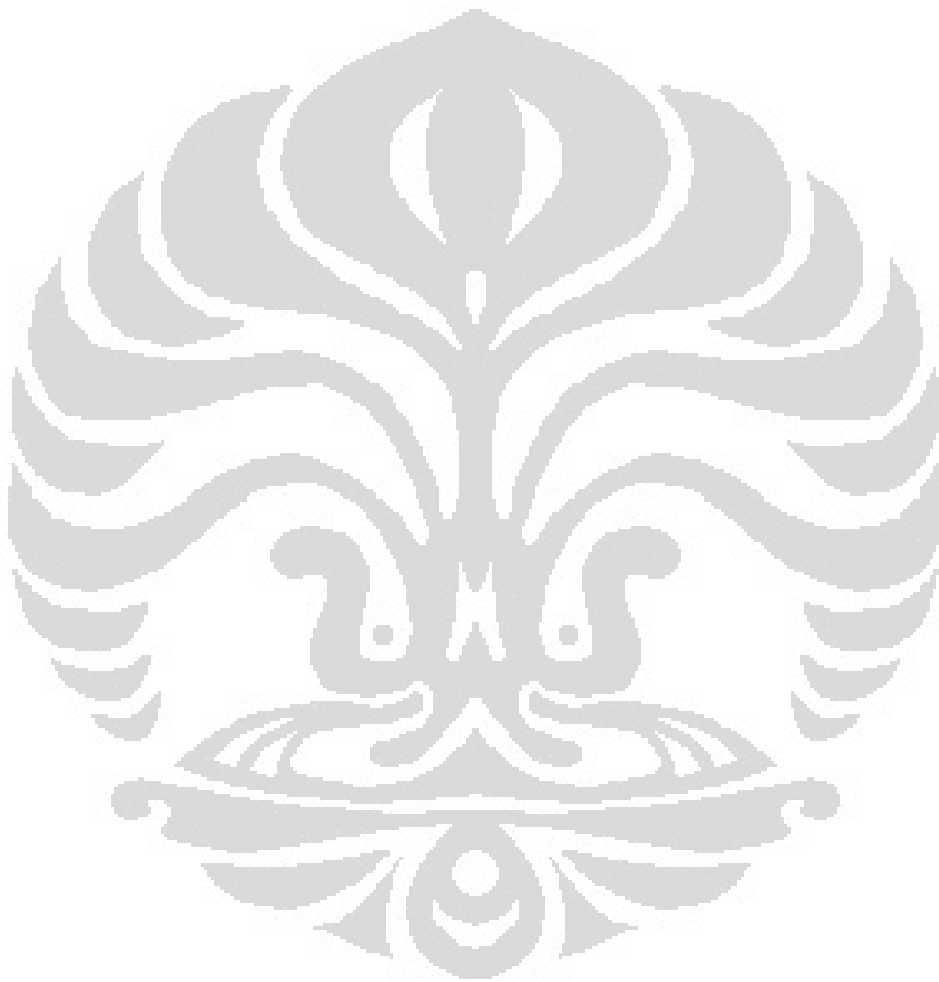
	Halaman
Tabel 2.1 Perbandingan teknologi nirkabel.....	6
Tabel 2.2 Standar Deviasi dan Level Kepercayaan [41]	45
Tabel 3.1 Spesifikasi LNA	46
Tabel 3.2 Perbandingan Gain Dengan F_{min} Transistor	49
Tabel 3.3 Karakteristik transistor NE321S01.....	50
Tabel 3.4 Komponen bias transistor	51
Tabel 3.5 Simulasi S-Parameter Bias Transistor.....	52
Tabel 3.6 Simulasi Nilai Z_{IN} dan S_{11}	53
Tabel 3.7 Hasil optimasi W dan L impedansi transformer.....	59
Tabel 3.8 Hasil simulasi return loss awal.....	60
Tabel 3.9 Karakterisasi TL1.....	60
Tabel 3.10 Dimensi Setelah Karakterisasi	61
Tabel 4.1 Perbandingan kinerja dan FoM multiband LNA.....	80

DAFTAR GAMBAR

		Halaman
Gambar 2.1	Broadband concurrent receiver	8
Gambar 2.2	Multiband switch receiver	8
Gambar 2.3	Multiband concurrent receiver	10
Gambar 2.4	Blok diagram multiband LNA.....	11
Gambar 2.5	Kurva titik kerja transistor [37].....	13
Gambar 2.6	Konfigurasi bias transistor.....	13
Gambar 2.7	Konfigurasi self bias	14
Gambar 2.8	Analisa AC saat $C_S \neq 0$	15
Gambar 2.9	Rangkaian pengganti saat $C_S \neq 0$	16
Gambar 2.10	Penyederhanaan rangkaian pengganti saat $C_S \neq 0$	16
Gambar 2.11	Analisa AC saat $C_S = 0$	17
Gambar 2.12	Rangkaian pengganti saat $C_S = 0$	17
Gambar 2.13	Rangkaian pengganti saat $C_S = 0$ dan nilai r_d disertakan	18
Gambar 2.14	Rangkaian <i>small signal</i>	21
Gambar 2.15	Rangkaian ganti small signal	21
Gambar 2.16	Model termal noise	24
Gambar 2.17	Model termal noise LNA.	25
Gambar 2.18	<i>Conjugate matching</i> [23]	26
Gambar 2.19	Koefisien Refleksi Impedance Transformer	27
Gambar 2.20	Tiga section Impedance transformer.....	28
Gambar 2.21	Model multisection impedance transformer	32
Gambar 2.22	Distorsi Intermodulasi	34
Gambar 2.23	Grafik <i>third-order intercept point</i> (IIP3).....	35
Gambar 2.24	Grafik nilai <i>1-dB Compression Point</i>	36
Gambar 2.25	Blok diagram s-parameter.....	37
Gambar 2.26	<i>Matching Network</i> [17].....	39
Gambar 2.27	Lingkaran Kestabilan Untuk Kondisi Stabil [17]. (a) $S_{11} < 1$, (b) $S_{11} > 1$	41
Gambar 2.28	Bentuk geometri dari mikrostrip.....	43

Gambar 3.1	Blok diagram multiband LNA	47
Gambar 3.2	Diagram Alir Perancangan multiband LNA.....	48
Gambar 3.3	Rangkaian lengkap DC bias transistor	51
Gambar 3.4	Rangkaian Z_{IN} dan S_{11} NE321S01 dengan small signal	52
Gambar 3.5	Kestabilan bias transistor.....	55
Gambar 3.6	Pengaruh P_{DC} terhadap nilai kestabilan	56
Gambar 3.7	Jenis optimasi pada ADS dan substrat mikrotrip.....	57
Gambar 3.8	Rangkaian Lengkap Multiband LNA.....	58
Gambar 3.9	Hasil karakterisasi TL1.....	61
Gambar 3.10	Hasil setelah karakterisasi.....	62
Gambar 4.1	Hasil return loss S_{11}	65
Gambar 4.2	Hasil return loss S_{11} terhadap perubahan suhu.....	65
Gambar 4.3	Hasil pengukuran dan simulasi return loss S_{11}	66
Gambar 4.4	Hasil <i>Gain</i> S_{21}	67
Gambar 4.5	Hasil <i>Gain</i> S_{21} terhadap perubahan suhu.....	68
Gambar 4.6	Hasil pengukuran dan simulasi <i>Gain</i> S_{21}	68
Gambar 4.7	Kestabilan (K)	69
Gambar 4.8	Hasil kestabilan (K) terhadap perubahan suhu.....	70
Gambar 4.9	Noise Figure NF(2)	70
Gambar 4.10	Nilai noise terhadap nilai <i>dielektrik loss</i> (Tan D)	71
Gambar 4.11	Hasil nilai noise terhadap perubahan suhu.....	72
Gambar 4.12	Hasil VSWR.....	72
Gambar 4.13	Hasil pengukuran VSWR	73
Gambar 4.14	VSWR terhadap perubahan suhu.....	74
Gambar 4.15	Hasil Z_{IN}	75
Gambar 4.16	Hasil Group delay	76
Gambar 4.17	Spectrum Power Output.....	77
Gambar 4.18	IIP3 pada GSM 950 MHz	77
Gambar 4.19	IIP3 pada WCDMA 1,85 GHz	77
Gambar 4.20	IIP3 pada LTE 2.65 GHz	78
Gambar 4.21	Kompresi 1-dB pada GSM 900 MHz	78

Gambar 4.22	Kompresi 1-dB pada WCDMA 1,85 GHz	79
Gambar 4.20	Kompresi 1-dB pada LTE 2,65 GHz	79



BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Sebuah *transceivers* yang mampu beroperasi pada *multiband* dengan multistandar diperlukan untuk meningkatkan efisiensi sekaligus mendukung perkembangan berbagai jenis standar komunikasi nirkabel seperti *global system for mobile communications* (GSM), *wide-band code division multiple access* (WCDMA), dan *long term evolution* (LTE) [1-4]. Salah satu bagian *multiband transceivers* adalah *low noise amplifier* (LNA) yang mampu beroperasi pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan nilai *return loss*, *gain*, *noise figure* (NF), *stability*, dan VSWR yang baik pada semua frekuensi [5-9].

Wideband LNA diusulkan oleh [10-17] agar mampu beroperasi pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan bandwidth yang lebar. Penggunaan *wideband* LNA ini memiliki kelemahan berupa penguatan terhadap frekuensi yang tidak diinginkan sehingga meningkatkan interferensi, akibatnya dibutuhkan *filter* yang baik untuk meminimalisasi interferensi tersebut. Sementara itu [18-23] mengusulkan penggunaan *multiband switching* LNA, sehingga tidak terjadi interferensi. Namun penggunaan *multiband switching* LNA ini mengakibatkan LNA hanya mampu bekerja secara optimal pada satu frekuensi pada satu waktu. Selain itu, diperlukan dukungan *switching* yang memiliki nilai *time delay* yang kecil agar memiliki kinerja yang baik. *Multiband switching* LNA juga kelemahan karena akan meningkatkan biaya, ukuran, maupun power dissipasi.

Saat ini telah dikembangkan LNA yang mampu bekerja secara simultan pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan nilai interferensi yang kecil dengan menggunakan teknik *concurrent multiband*. Teknik *concurrent multiband* didefinisikan sebagai teknik yang mampu beroperasi pada beberapa frekuensi dalam satu waktu [24] dengan kinerja yang baik pada semua frekuensi. Penggunaan teknik *concurrent multiband* mampu menghasilkan LNA pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan nilai *return loss* (S_{11}), *gain* (S_{21}), NF, K, dan VSWR yang baik pada semua frekuensi pada waktu yang sama [25-30].

Teknik *concurrent multiband* ini membutuhkan banyak komponen *lumped* pada *input* maupun *output matching*, karena *matching* yang dihasilkan harus mampu bekerja pada beberapa frekuensi yang berbeda secara simultan. Akibatnya nilai *noise* yang dihasilkan meningkat karena banyaknya komponen *lumped* yang digunakan.

Selain penggunaan komponen *lumped*, terdapat *teknik concurent* lain sebagai *impedance matching* yaitu penggunaan *impedance transformer* [31]. Namun *impedance transformer* hanya akan menghasilkan sebuah frekuensi. Untuk menghasilkan *concurrent multiband* digunakan *multisection impendace transformer* (MIT) seperti yang diusulkan oleh [32]. Penggunaan MIT memiliki keunggulan diantaranya *noise* yang lebih rendah karena terhindar dari penggunaan komponen *lumped* [33-34]. Selain itu, juga memiliki *stability* yang tinggi dan lebih mudah dalam proses pabrikasi maupun pengukuran.

Beberapa penelitian menggunakan teknik *concurrent multiband* LNA diantaranya pada [26] yang menggunakan *shunt-peaking* dan komponen *lumped* sebagai multiband *matching* untuk mampu bekerja secara simultan pada frekuensi 2,4 GHz, 3,5GHz, dan 5.2 GHz. LNA tersebut memiliki kinerja S_{21} sebesar 11,79 dB pada 2,4 GHz, 11,70 dB pada 3,5 GHz, dan 10,06 dB pada 5,2 GHz. Sementara itu, nilai NF yang dihasilkan masih tinggi yaitu sebesar 3,89 dB pada 2,4 GHz, 4,03 dB pada 3,5 GHz, dan 3,73 dB pada 5,2 GHz. *Noise* yang dihasilkan masih cukup besar. Selain karena transistor, *noise* ini disebabkan pula oleh induktor yang dipergunakan pada *multiband matchingnya*.

Sementara itu, pada [33] diusulkan penggunaan *impedance transformer* akan tetapi masih bekerja pada frekuensi *dualband* dengan kinerja berupa S_{21} sebesar 22 dB pada 2,45 GHz, dan 12 dB pada 5,2 GHz. Sementara itu, nilai NF yang dihasilkan yaitu sebesar 1,5 dB pada 2,4 GHz, dan 1,6 dB pada 5,2 GHz. Terlihat, dari hasil yang diperlihatkan bahwa LNA dengan *impedance transformer* memiliki nilai *noise* yang lebih kecil dibandingkan dengan menggunakan komponen *lumped* dengan dasar teknologi yang dipergunakan berbasis *print circuit board* (PCB). Akan tetapi LNA ini masih bekerja pada frekuensi *dualband*.

Pada penelitian [34] diusulkan pula penggunaan MIT untuk *multiband* LNA dengan berbasis kepada teknologi CMOS. Kinerja yang dihasilkan S_{21} sebesar 22,4 dB pada 2,4 GHz, 21,1 dB pada 3,5 GHz, dan 20,7 dB pada 5,5 GHz. Sementara itu, nilai NF yang dihasilkan sebesar 0,9 dB pada 2,4 GHz, 1,2 dB pada 3,5 GHz, dan 1,3 dB pada 5,2 GHz. LNA ini memiliki kelebihan nilai *noise* yang sangat rendah, hal ini terjadi karena penggunaan MIT untuk *impedance matching*-nya. Akan tetapi, memiliki konsumsi power tinggi yang mencapai 40mW. Penggunaan CMOS memiliki kestabilan yang kurang baik pada frekuensi tinggi. Sehingga untuk penelitian selanjutnya dapat lebih dioptimasi kembali sehingga dapat meningkatkan kinerja yang diperoleh.

Penelitian ini bertujuan untuk membuat perancangan *multiband* LNA untuk aplikasi GSM, WCDMA, dan LTE. Pada sisi *impedance matching* digunakan MIT yang diharapkan menghasilkan *noise figure* yang kecil dan *stability* yang tinggi jika dibandingkan dengan *multiband matching* yang menggunakan komponen *lumped*. Selain itu, dasar teknologi yang digunakan relatif lebih sederhana yang berbasis *microstrip* PCB sehingga memudahkan untuk pabrikan dan pengukuran.

Penelitian ini memiliki perbedaan dengan penelitian sebelumnya yang menggunakan MIT [33] dimana pada penelitian ini mampu dihasilkan *multiband* LNA. Sementara itu perbedaan dengan penelitian [34] diantaranya memiliki konsumsi power yang rendah yaitu sebesar 5mW dengan menggunakan transistor NE321S01 yang berbasis teknologi GaAs FET yang mampu stabil pada frekuensi tinggi. Untuk pabrikan maka dipergunakan *microstrip* FR4 yang memiliki nilai $\epsilon = 4,3$ dengan $h = 1,6$ mm dan $\tan\delta = 0.0265$.

Tujuan perancangan LNA adalah untuk mendapatkan frekuensi *multiband* [36] pada 0,9 GHz untuk aplikasi GSM, 1,8 GHz untuk aplikasi WCDMA, dan 2,6 GHz untuk aplikasi LTE. Dengan nilai $S_{11} < -10$ dB, $VSWR < 2$, $S_{21} > 10$ dB, dan $NF < 3$ dB pada semua frekuensi kerja. Perancangan LNA disimulasikan dengan *Advance Design System* (ADS) dan untuk menverifikasi kinerja LNA, hasil simulasi yang diperoleh kemudian dibandingkan dengan hasil pabrikan.

Selanjutnya dilakukan perhitungan tingkat kesalahan pabrikan secara statistik, untuk melihat pengaruh kesalahan tersebut terhadap spesifikasi yang

diinginkan. Perhitungan kesalahan tersebut dilakukan dengan *Monte-Carlo Yield-Analysis*. Keunggulan metode Monte-Carlo adalah memiliki akurasi yang tinggi dengan tidak tergantung pada jumlah variabel statistikal [41].

1.2 Tujuan Penulisan

Tujuan perancangan LNA adalah untuk mendapatkan frekuensi *multiband* pada 0,9 GHz untuk aplikasi GSM 1,8 GHz untuk aplikasi WCDMA dan 2,6 GHz untuk aplikasi LTE. Dengan nilai $S_{11} < -10$ dB, $V_{SWR} < 2$, $S_{21} > 10$ dB dan $NF < 3$ dB pada semua frekuensi kerja.

1.3 Batasan Masalah

Permasalahan yang dibahas dalam penelitian ini berkisar tentang microstrip LNA dengan frekuensi multiband pada 0,9 GHz, 1,8 GHz dan 2,6 GHz. Karakteristik *microstrip* FR4 yang digunakan yaitu $\epsilon_r = 4,3$ dengan $h = 1,6$ mm dan $\tan\delta = 0.0265$. Dengan transistor NE321S01 yang memiliki konsumsi power sebesar 5mW.

1.4 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan Tesis ini disusun meliputi, pendahuluan, multiband LNA, Perancangan simulasi, analisa, dan kesimpulan. :

Bab 1 Pendahuluan

Menjelaskan latar belakang, tujuan penulisan, batasan masalah, dan sistematika penulisan.

Bab 2 Multiband Low Noise Amplifier

Sistem Komunikasi Nirkabel, Concurrent Multiband Transceiver, Concurrent Multiband Low Noise Amplifier, Bias Transistor, Analisa DC Bias, Analisa Small, Multiband Multisection Impedance Transformer, Mikrostrip Line. Monte Carlo Simulation.

Bab 3 Perancangan Simulasi Multiband Low Noise Amplifier

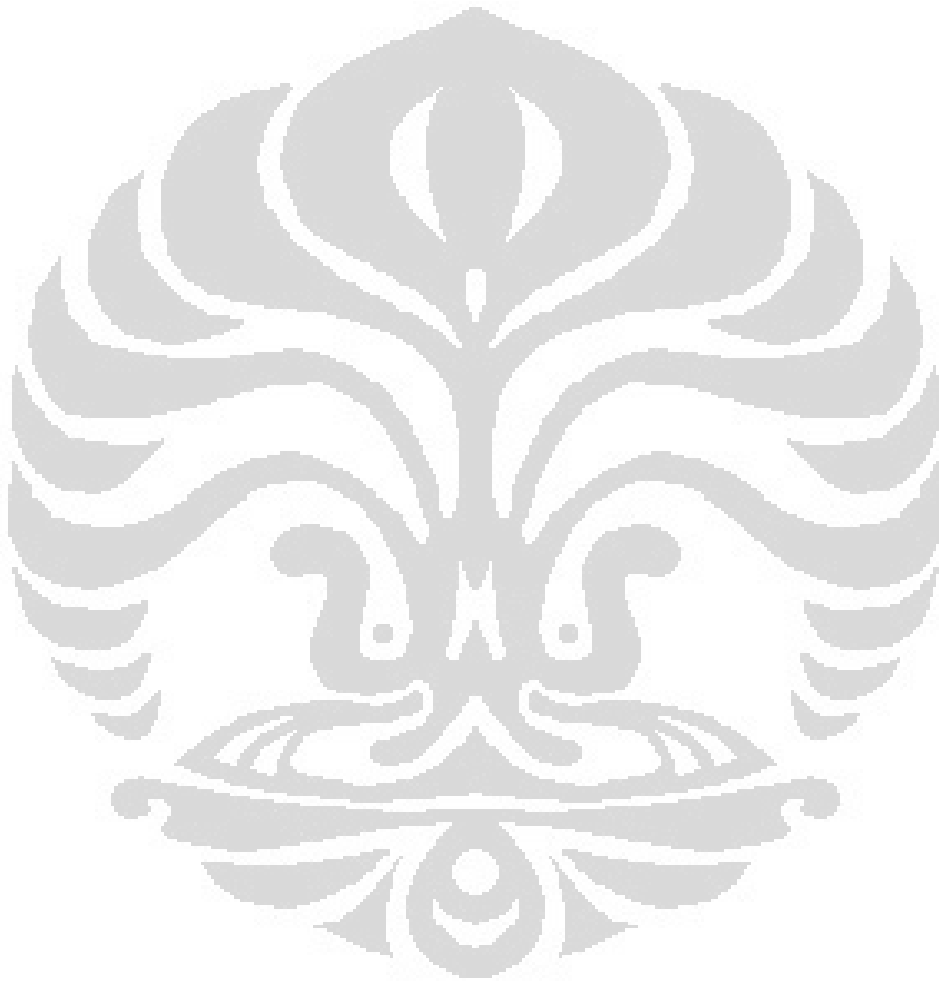
Pada bab ini memberikan penjelasan tahapan perancangan LNA, Spesifikasi LNA, Alur Perancangan, DC Bias Transistor, Nilai Zin dan S11 Bias transistor, Multisection Impedance Transformer, Return Loss Setelah Karakterisasi.

Bab 4 Hasil Simulasi Dan Analisa Multiband LNA

Memberikan penjelasan analisa kinerja Rangkaian Multiband LNA, Simulasi Spektrum Output Power, Figure of Merit Multiband LNA. Monte Carlo Simulation.

Bab 5 Penutup

Pada bab ini berisi kesimpulan hasil perancangan LNA ini.



BAB 2

MULTIBAND LOW NOISE AMPLIFIER

2.1 Sistem Komunikasi Nirkabel

GSM, WCDMA), dan LTE merupakan layanan komunikasi bergerak tanpa kabel (*wireless*) yang tersedia saat ini. Perkembangan teknologi nirkabel terbagi ke dalam 3 fase. Fase 1 dimulai pada tahun 1990 dengan adanya sistem GSM pertama, yaitu GSM 900 yang beroperasi pada frekuensi 900 MHz. Setelah melalui proses pengembangan dan adaptasi dari sistem yang pertama, maka pada tahun 1993 dikeluarkan fase 2, yang merupakan kelanjutan dari teknologi WCDMA 1800 yang bekerja pada frekuensi 1,8 GHz.

Pada tahun 2009 mulai dikembangkan teknologi LTE untuk memenuhi permintaan terhadap komunikasi pita lebar dengan mobilitas yang tinggi. Di Indonesia, teknologi LTE beroperasikan pada frekuensi 2,6 GHz. Perbandingan ketiga teknologi tersebut secara lebih lengkap pada Tabel 2.1.

Tabel 2.1 Perbandingan Teknologi Nirkabel [2]

Spesifikasi	GSM	WCDMA	LTE
Frekuensi Kerja	0,9 GHz	1,8 GHz	2,6 GHz
Bandwidth	100 MHz	100 MHz	100 MHz
Bandwidth Kanal	200 kHz	1,25/2.5 MHz	2,5/5/10/15 MHz
Modulasi	GMSK	QPSK	QAM
Multiple Access	TDMA	DS-CDMA	OFDMA
Duplexing	FDD	FDD/TDD	TDD
MIMO	-	-	4 x 4
GMSK : Gaussian Minimum Phase Keying QPSK : Quadrature Phase Shift Keying QAM : Quadrature Amplitude Modulation TDMA : Time Division Multiple Access DS-CDMA : Direct Sequence Code Division Multiple Access			

OFDMA	: Ortogonal Frequency Division Multiple Access
FDD	: Frequency Division Duplexing
TDD	: Time Division Duplexing

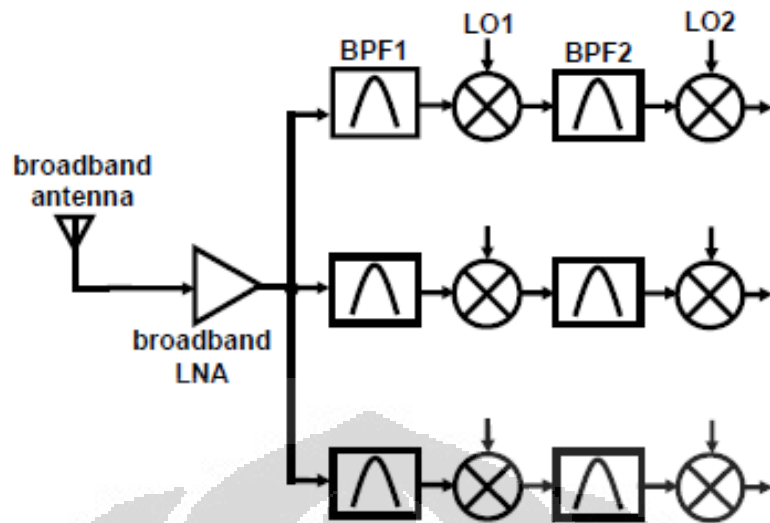
Dengan adanya berbagai macam teknologi tersebut, secara otomatis standar yang dipergunakan pun akan berbeda pula. Sehingga diperlukan tiga buah terminal yang memiliki spesifikasi yang berbeda apabila akan mengakses ketiga sistem tersebut.

2.2 Wideband dan Switch-Multiband Transceiver

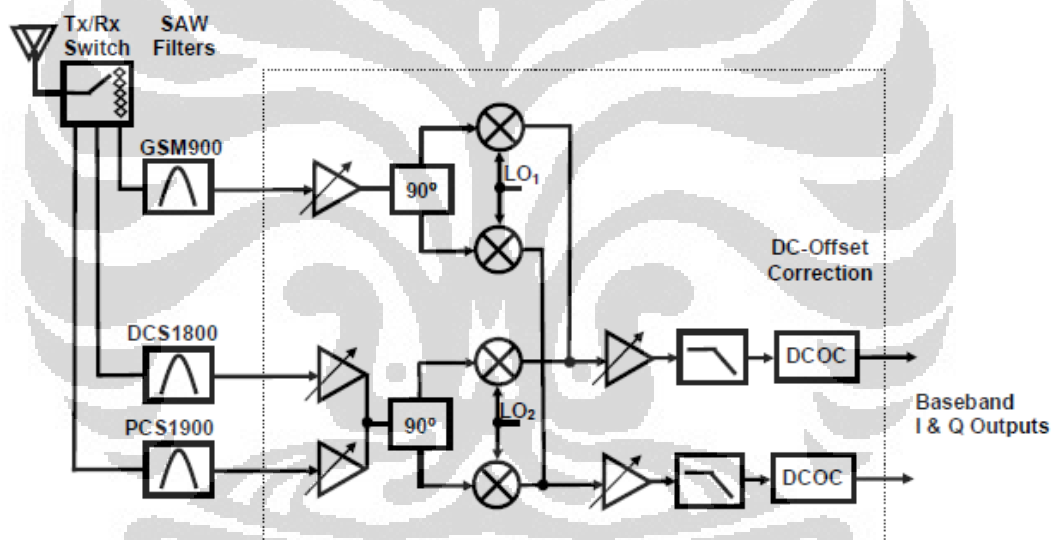
Gelombang elektromagnetik digunakan untuk transmisi nirkabel untuk berbagai aplikasi. Mayoritas *transceiver* radio dirancang untuk satu tujuan tertentu, misalnya TV mengubah gelombang elektromagnetik yang diterima ke dalam bentuk gambar dan suara, sementara telepon seluler menggunakan gelombang ini untuk suara dan komunikasi data. Seringkali perangkat nirkabel memiliki berbagai mode operasi. Multistandar telepon seluler merupakan ilustrasi dari sebuah radio *multiband*.

Wideband radio *transceiver* menjadi jawaban untuk komunikasi nirkabel yang dapat beroperasi pada multistandar seperti Gambar 2.1. Namun *wideband* radio ini memiliki kelemahan berupa interferensinya yang tinggi, karena sistem bekerja pada frekuensi yang lebar. Sehingga diperlukan filter yang baik untuk meminimalisasi interferensi tersebut.

Untuk meningkatkan efisiensi sekaligus menurunkan interferensi dan mendukung perkembangan berbagai jenis standar diusulkan untuk digunakan switch *multiband transceiver* seperti Gambar 2.2 sehingga tidak terjadi interferensi. Namun penggunaan *multiband switching transceiver* ini mengakibatkan *transceiver* hanya mampu bekerja secara optimal pada satu frekuensi pada satu waktu dan diperlukan dukungan *switching* yang memiliki nilai *time delay* yang kecil agar memiliki kinerja yang baik.



Gambar 2.1 Broadband concurrent receiver [2]



Gambar 2.2 Multiband switch receiver [2]

2.3 Concurrent Multiband Transceiver

Pada saat ini telah dikembangkan *transceiver* yang mampu bekerja secara simultan pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan nilai interferensi yang kecil dengan menggunakan teknik *concurrent multiband*. Teknik *concurrent multiband* didefinisikan sebagai teknik yang mampu beroperasi pada beberapa frekuensi dalam satu waktu [2] dengan kinerja yang baik pada semua frekuensi.

Penggunaan teknik *concurrent multiband* mampu menghasilkan *transceiver* pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan nilai *return loss*, *power gain*, NF, dan VSWR yang baik pada semua frekuensi pada waktu yang sama [13-18]. Beberapa keuntungan dari *concurrent multiband* antara lain :

a. Efisiensi Fungsi

Teknik *concurrent* dibuat untuk memenuhi beragam permintaan standar komunikasi. Hal ini dikarenakan mampu bekerja secara efisien pada beberapa frekuensi dengan kinerja yang baik pada setiap nilainya. Dengan menggunakan teknik *concurrent*, seseorang dapat berbicara sekaligus mengunduh data dari ponselnya dalam waktu yang bersamaan.

b. High Data Rate

Akses yang simultan terhadap beberapa frekuensi akan mengefektifkan *bandwidth* dari sistem. Sehingga penggunaan kanal dapat dilakukan secara simultan yang berakibat pada peningkatan nilai *data rate*.

c. Ketahanan Sistem

Penggunaan multiband frekuensi dengan teknik *concurrent* tidak hanya meningkatkan nilai *data rate* tetapi juga meningkatkan ketahanan sistem terhadap adanya *fading* pada kanal. Apabila salah satu kanal tidak bekerja optimal maka kanal yang lain akan dioptimalkan.

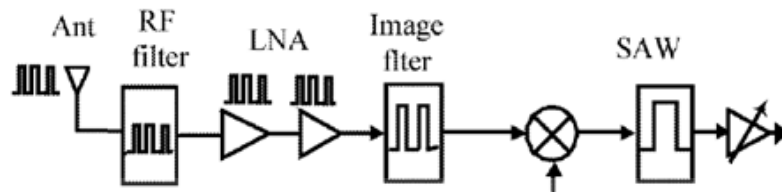
d. Peningkatan Kinerja

Terdapat beberapa jenis radar yang bekerja pada multiple frekuensi, karena penggunaan berbagai frekuensi tersebut dapat meningkatkan nilai informasi yang didapatkan.

2.4 Concurrent Multiband LNA

Salah satu bagian multiband *receiver* adalah LNA yang mampu beroperasi pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan nilai *return loss*, *power gain*, *noise figure* (NF), dan VSWR yang baik pada semua frekuensi [2] seperti pada Gambar 2.3 terlihat bahwa sistem itu memiliki kinerja *multiband* terlihat dari puncaknya yang memiliki tiga buah. Teknik *concurrent multiband* digunakan untuk menghasilkan LNA yang mampu bekerja secara simultan pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan nilai interferensi yang kecil. Penggunaan teknik *concurrent*

multiband mampu menghasilkan LNA pada beberapa frekuensi yang berbeda dengan nilai *return loss*, *power gain*, NF, dan VSWR yang baik pada semua frekuensi pada waktu yang sama.



Gambar 2.3 Multiband concurrent receiver [1]

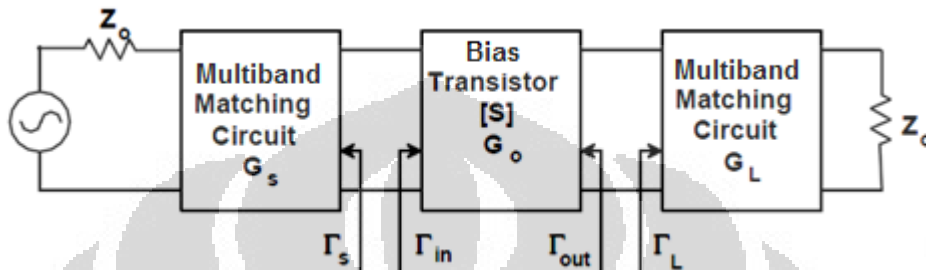
Sinyal masuk melalui antenna, kemudian difilter, dan selanjutnya masuk ke dalam LNA yang memiliki fungsi sebagai penguat sinyal jika sinyal RF yang diterima sangat lemah. Selain itu pula, LNA berfungsi memperkecil daya *noise* sinyal yang diterima. Selanjutnya, *Mixer* digunakan untuk mengubah sinyal RF menjadi sinyal IF dengan mengurangi sinyal RF tersebut dengan sinyal LO. Sistem ini dinamakan proses *down-converter*. Pada *local oscillator* (LO) diperlukan untuk membangkitkan sinyal LO dengan frekuensi mendekati sinyal RF sehingga akan diperoleh sisa hasil pengurangan frekuensi yang relatif lebih rendah dari sinyal RF dan sinyal LO. Selanjutnya, untuk menjaga gain agar tetap stabil sesuai dengan yang diharapkan, maka diperlukan penguat IF dengan *gain* yang tinggi agar mencapai tingkat daya sinyal sehingga informasi *baseband* dapat diperoleh dengan mudah. Tipe penerima ini diketahui sebagai penerima *superheterodyne* karena penerima ini menggunakan *frequency conversion*, mengubah frekuensi pembawa RF yang tinggi secara relatif menjadi frekuensi IF rendah sebelum dilakukan demodulasi pada akhirnya.

Hal penting dalam penerima *superheterodyne* adalah *image frequency*, karena beberapa sinyal yang diterima di dalam pita akan dikuatkan dengan menggunakan tingkat-tingkat dalam penerima IF yang selanjutnya dapat dikirimkan pada demodulator dan sebagian dari *output* berupa interferensi. *Image frequency* hanya dapat tereliminasi pada ujung-ujung dari penerima sebelum *mixer down-converter*, maka diperlukan suatu filter yang dapat menahan

bercampurnya frekuensi dari *input mixer* pada penerima, yang disebut *filter image*.

2.4.1 Tahapan Perancangan LNA

Secara lengkap blok diagram multiband LNA ditunjukkan pada Gambar 2.4 dibawah ini.



Gambar 2.4 Blok diagram multiband LNA

Dari blok diagram *multiband* LNA, tahapan perancangan *multiband* LNA sebagai berikut :

a. Bias transistor

Perancangan bias transistor merupakan hal pertama kali yang dilakukan dalam mendesain LNA. Pada Setelah dibias maka transistor tersebut diperiksa kestabilannya.

b. Matching

Tahapan selanjutnya yaitu perancangan *impedance matching* yang menggunakan *multisection impedance matching*.

c. Evaluasi

Tahapan ini dievaluasi kinerjanya, yang meliputi *gain*, *return loss*, *noise* dan VSWR.

2.5 Bias Transistor

Pada sub bab berikut ini akan dijelaskan teori perancangan LNA mulai dari analisis secara *Direct Current* (DC), *Alternating Current* (AC), maupun *small signal*.

2.5.1 Titik Kerja

Transistor adalah alat semikonduktor yang dapat dipakai sebagai penguat, pemotong (*switching*), stabilisasi tegangan, modulasi sinyal atau fungsi lainnya.

Transistor dapat berfungsi semacam keran listrik, apabila berdasarkan arus masukannya dinamakan *Bipolar Junction Transistor* (BJT) sedangkan berdasarkan tegangan masukannya dinamakan *Field Effect Transistor* (FET), sehingga memungkinkan pengaliran listrik yang akurat dari sumbernya [21].

Pada umumnya, transistor memiliki 3 terminal. Tegangan atau arus yang dipasang di satu terminalnya mengatur arus yang lebih besar yang melalui 2 terminal lainnya. Transistor adalah komponen yang sangat penting dalam dunia elektronik modern. Dalam rangkaian analog, transistor digunakan dalam *amplifier* (penguat). Sementara itu, pada rangkaian-rangkaian digital, transistor digunakan sebagai saklar berkecepatan tinggi. Beberapa transistor juga dapat dirangkai sedemikian rupa sehingga berfungsi sebagai *logic-gate*, memori, dan komponen-komponen lainnya [21].

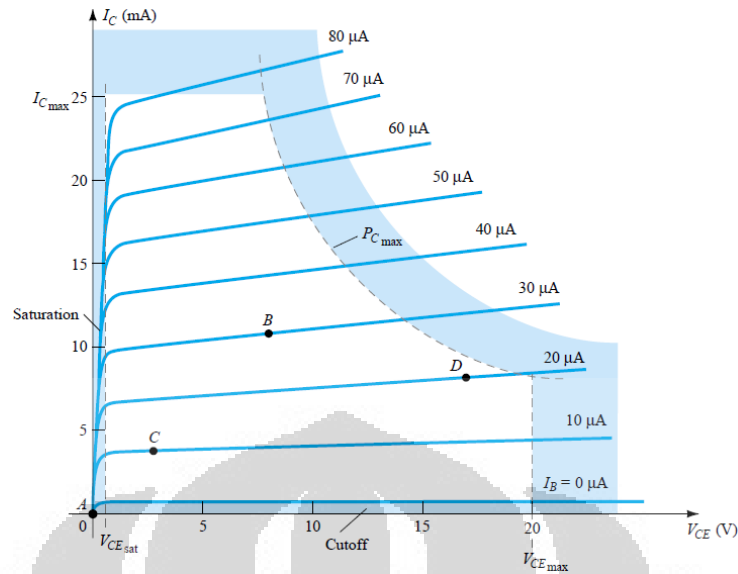
Rangkaian penguat (*amplifier*) dapat melipatgandakan sinyal *input* AC yang kecil disebabkan karena rangkaian tersebut mendapatkan tegangan DC dari luar. Oleh karena itu, setiap analisis maupun perencanaan rangkaian penguat terdapat dua komponen, yaitu AC dan DC. Level DC dari suatu rangkaian menentukan titik kerja transistor yang digunakan.

Agar dapat bekerja, maka sebuah transistor harus diaktifkan dengan rangkaian bias. Pertimbangan yang dilakukan pada sebuah rangkaian bias transistor agar memiliki karakteristik penguat yang baik diantaranya :

1. Rangkaian bias harus memiliki kesetabilan terhadap perubahan parameter *device* dan temperatur.
2. Rangkaian bias harus memiliki kemampuan untuk mengisolasi frekuensi tinggi agar tidak mengalir ke rangkaian bias.

Titik kerja adalah titik tetap dalam sebuah kurva karakteristik dari sebuah transistor. Biasanya disebut *quiescent point*. Pada Gambar 2.5 menunjukkan titik-titik kerja dari sebuah transistor yaitu titik A, B, C dan D.

Jika rangkaian bias tidak digunakan, maka akan diperoleh nilai arus dan tegangan sebesar nol, seperti pada titik A. Titik B adalah pilihan yang terbaik karena berada pada daerah linier dan jauh dengan batas karakteristik. Pada titik kerja ini dapat dihasilkan pula amplifikasi.

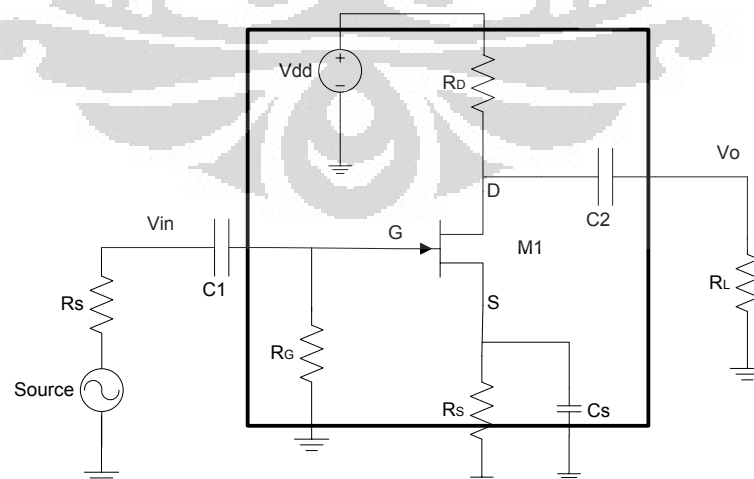


Gambar 2.5 Kurva titik kerja transistor [37]

Sementara itu pada titik C, rangkaian transistor akan menghasilkan keluaran yang cenderung cacat karena berada pada daerah nonlinier. Pada titik D, transistor bekerja dekat dengan tegangan dan power maksimum, sehingga dapat membuat transistor cepat rusak.

2.6 Analisa DC Bias FET

Untuk analisis DC, kapasitor dapat dimisalkan sebagai rangkaian *open-circuit*. Resistor R_G diganti sebagai *short circuit* yang sama dengan $I_G = 0$ A. Untuk memperjelas analisisnya terlihat seperti Gambar 2.6.



Gambar 2.6 Konfigurasi bias transistor

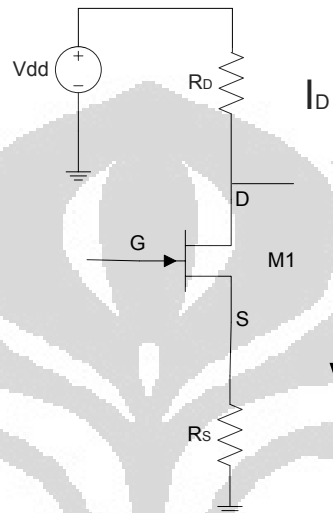
Arus yang melewati R_S merupakan arus I_S , dengan nilai $I_S=I_D$ dan nilai

$$V_{DS} = I_D R_S \quad (2.1)$$

karena merupakan *close loop* seperti Gambar 2.7, maka,

$$-V_{GS} - V_{RS} = 0$$

$$V_{GS} = -V_{RS} \quad (2.2)$$



Gambar 2.7 Konfigurasi self bias

Dengan mensubstitusikan pers.(2.1) ke pers.(2.2) maka nilai V_{GS} diberikan oleh :

$$V_{GS} = -I_D R_S \quad (2.3)$$

Dengan memasukan pers. (2.3) ke pers.Shockley's maka akan menghasilkan diberikan oleh :

$$\begin{aligned} I_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \\ &= I_{DSS} \left(1 - \frac{-I_D R_S}{V_P}\right)^2 \\ &= I_{DSS} \left(1 + \frac{I_D R_S}{V_P}\right)^2 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Sehingga pers. umum dari DC bias transistor diberikan oleh berikut :

$$V_{DD} = V_{DS} - I_D (R_S + R_D) \quad (2.5)$$

$$V_S = I_D R_S \quad (2.6)$$

Sementara itu untuk mendesain bias transistor menggunakan pers. (2.7) dan (2.9) maka didapatkan komponen yang menghasilkan bias pada Gambar 2.6.

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} \quad (2.7)$$

$$V_G = 0 \text{ V} \quad (2.8)$$

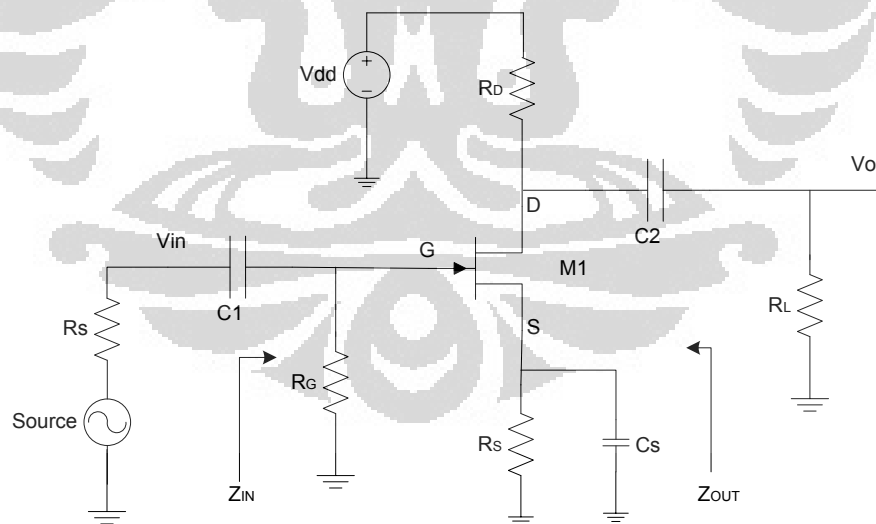
$$R_S = \frac{V_G - V_{GS}}{I_D} \quad (2.9)$$

2.7 Analisa AC Bias FET

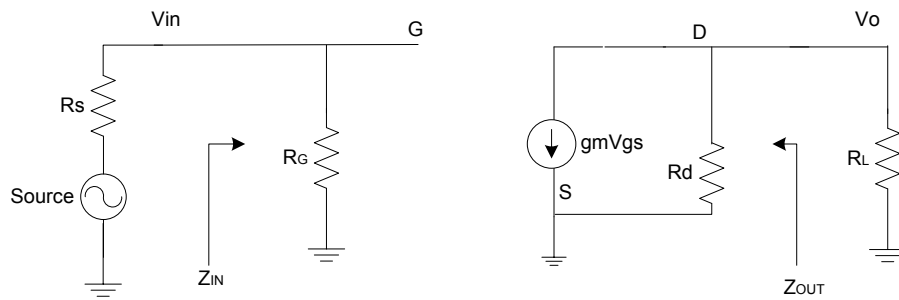
Pada sub bab ini akan diberikan penjelasan berupa analisa AC pada bias FET. Nilai gain dapat dihitung dengan menggunakan analisa AC dan pendekatan sederhana

2.7.1 Saat $C_S \neq 0$

Seperti yang terlihat pada Gambar 2.8 dimana nilai $C_S \neq 0$ maka tegangan sinyal AC pada titik S akan bernilai nol. Karena kapasitor bekerja sebagai rangkaian terbuka apabila dilewati sinyal AC pada frekuensi tinggi. Rangkaian equivalent pada Gambar 2.8 terlihat pada Gambar 2.9.

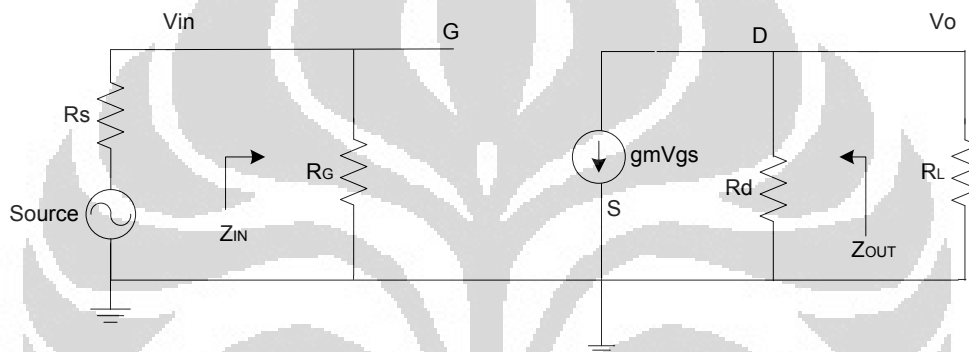


Gambar 2.8 Analisa AC saat $C_S \neq 0$



Gambar 2.9 Rangkaian pengganti saat $C_S \neq 0$

Setelah disederhanakan maka akan terlihat seperti Gambar 2.10.



Gambar 2.10 Penyederhanaan rangkaian pengganti saat $C_S \neq 0$

Menurut [37] nilai impedansi input dan impedansi outputnya yang akan dihasilkan dari rangkaian bias FET dengan AC analisa ini yaitu :

$$Z_i = R_G \quad (2.10)$$

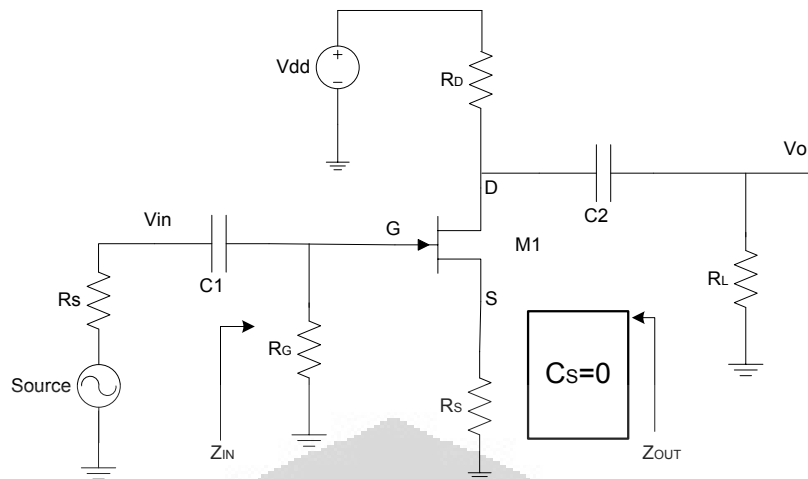
$$Z_o \text{ mendekati nilai } R_D \quad (2.11)$$

Sementara itu nilai gain yang dihasilkan diberikan oleh :

$$A_V = -g_m R_D \quad (2.12)$$

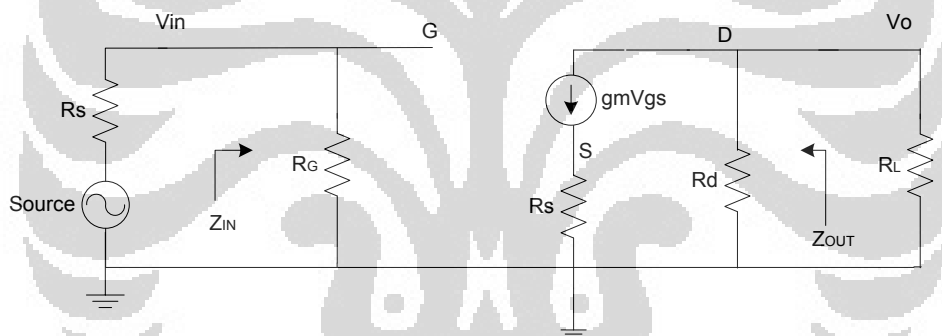
2.7.2 Saat $C_S = 0$

Pada Gambar 2.6, apabila nilai $C_S = 0$ maka tegangan sinyal AC pada titik S tidak bernilai nol. Sehingga resistor akan berpengaruh terhadap pembebanan sinyal AC. Rangkaian *equivalent* pada Gambar 2.11 saat $C_S = 0$ terlihat pada Gambar 2.12.

Gambar 2.11 Analisa AC saat $C_S = 0$

Nilai input impedance diberikan oleh pers (2.13) dibawah ini :

$$Z_i = R_G \quad (2.13)$$

Gambar 2.12 Rangkaian pengganti saat $C_S = 0$

Sementara nilai *output impedance* memenuhi diberikan oleh.

$$Z_o = \left. \frac{V_o}{I_o} \right|_{V_i=0}$$

dengan menerapkan hukum Kirchhoff pada arus, maka :

$$I_o + I_D = g_m V_{GS} \quad (2.14)$$

Dengan nilai $V_{GS} = -(I_o + I_D)R_S$ maka :

$$\begin{aligned} I_o + I_D &= g_m V_{GS} \\ &= -g_m (I_o + I_D) R_S \\ &= -g_m I_o R_S - g_m I_D R_S \end{aligned}$$

Sehingga nilai :

$$I_o + g_m I_o R_S = -I_D - g_m I_D R_S$$

$$I_o(1 + g_m R_S) = -I_D(1 + g_m R_S)$$

$$I_o = -I_D$$

Dengan nilai $g_m V_{GS} = 0$ maka ;

$$V_o = -I_D R_D$$

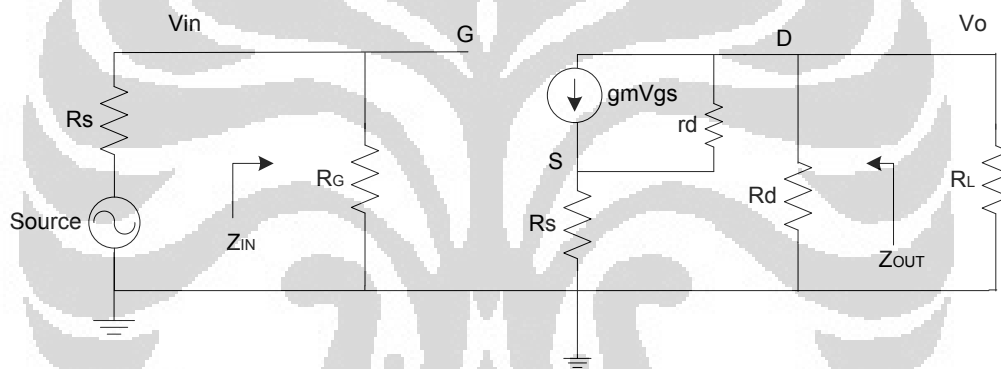
$$= -(-I_o)R_D$$

$$= I_o R_D$$

Sehingga nilai

$$Z_o = \left. \frac{V_o}{I_o} \right|_{V_i=0} = R_D \quad (2.15)$$

Jika nilai r_d disertakan, maka rangkaian equivalennya akan seperti pada Gambar 2.13 seperti dibawah ini :



Gambar 2.13 Rangkaian pengganti saat $C_S = 0$ dan nilai r_d disertakan

Sementara nilai *output impedance* diberikan oleh dibawah ini :

$$Z_o = \left. \frac{V_o}{I_o} \right|_{V_i=0} = -\frac{I_D R_o}{I_o}$$

dengan menerapkan hukum Kirchhoff pada arus, maka diberikan oleh berikut ini :

$$I_o = g_m V_{GS} + I_{r_d} - I_D \quad (2.16)$$

Dengan nilai $V_{r_d} = V_o + V_{GS}$ dan nilai

$$I_{r_d} = \frac{V_o + V_{GS}}{r_d}$$

Substitusikan ke pers. (2.17), maka akan menghasilkan :

$$I_o = g_m V_{GS} + I_{r_d} - I_D$$

$$\begin{aligned}
 &= g_m V_{GS} + \frac{V_o + V_{GS}}{r_d} - I_D \\
 &= \left(g_m + \frac{1}{r_d} \right) V_{GS} - \frac{I_D R_D}{r_d} - I_D
 \end{aligned}$$

Dengan nilai $V_o = -I_D R_D$ dan nilai $V_{GS} = -(I_o + I_D) R_S$, sehingga :

$$I_o = - \left(g_m + \frac{1}{r_d} \right) (I_o + I_D) R_S - \frac{I_D R_D}{r_d} - I_D$$

Dengan mengoperasikan ke dua ruas, maka nilai :

$$I_o \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d} \right) = -I_D \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d} + \frac{R_D}{r_d} \right)$$

Sehingga nilai I_o diberikan oleh :

$$I_o = \frac{-I_D \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d} + \frac{R_D}{r_d} \right)}{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d}} \quad (2.17)$$

Dari nilai tersebut maka diperoleh nilai Z_o sebesar :

$$\begin{aligned}
 Z_o = \left. \frac{V_o}{I_o} \right|_{V_i=0} &= \frac{-I_D R_D}{-I_D \left(1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d} + \frac{R_D}{r_d} \right)} \\
 &\quad \frac{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d}}{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d} + \frac{R_D}{r_d}} \\
 &= \left(\frac{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d}}{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d} + \frac{R_D}{r_d}} \right) R_D \quad (2.18)
 \end{aligned}$$

Sementara itu, untuk mencari nilai A_V rangkaian pada Gambar 2.14 maka gunakan hukum Kirchhoff tegangan, seperti :

$$V_i - V_{GS} - V_{RS} = 0 \text{ sehingga nilai}$$

$$V_{GS} = V_i - I_D R_S$$

Tegangan yang melewati r_d diberikan oleh $V_{r_d} = V_o - V_{RS}$ dengan nilai arus padar_d diberikan oleh :

$$I_{r_d} = \frac{V_{r_d}}{r_d} = \frac{V_o - V_{RS}}{r_d}$$

Dengan mempergunakan hukum Kirchhoff arus, maka :

$$I_D = g_m V_{GS} + \frac{V_o - V_{RS}}{r_d}$$

$$= g_m(V_i - I_D R_S) + \frac{(-I_D R_D) + (I_D R_S)}{r_d}$$

Sehingga ;

$$I_D \left(1 + g_m R_S + \frac{R_D + R_S}{r_d} \right) = g_m V_i$$

$$I_D = \frac{g_m V_i}{1 + g_m R_S + \frac{R_D + R_S}{r_d}}$$

Sehingga tegangan *output*nya diberikan oleh

$$\begin{aligned} V_o &= -I_D R_D \\ &= - \left(\frac{g_m V_i}{1 + g_m R_S + \frac{R_D + R_S}{r_d}} \right) R_D \end{aligned}$$

Nilai penguatannya diberikan oleh

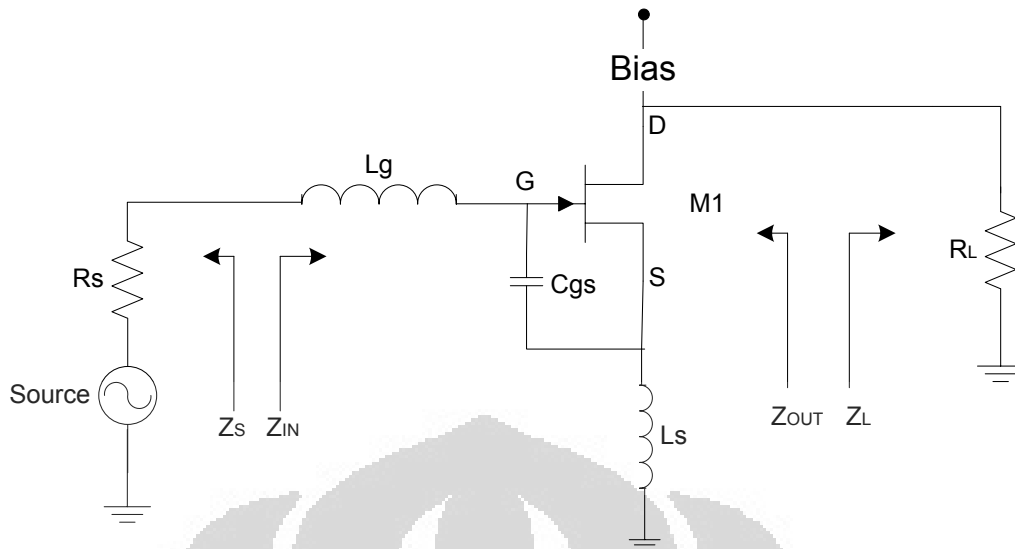
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = - \left(\frac{g_m}{1 + g_m R_S + \frac{R_D + R_S}{r_d}} \right) R_D \quad (2.19)$$

Sementara itu, nilai penguatan arusnya diberikan oleh pers .(2.20) sebagai berikut :

$$\begin{aligned} A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_S} &= -A_V \frac{Z_i}{R_L} \\ &= \left(\frac{g_m}{1 + g_m R_S + \frac{R_D + R_S}{r_d}} \right) \frac{R_D Z_i}{R_L} \end{aligned} \quad (2.20)$$

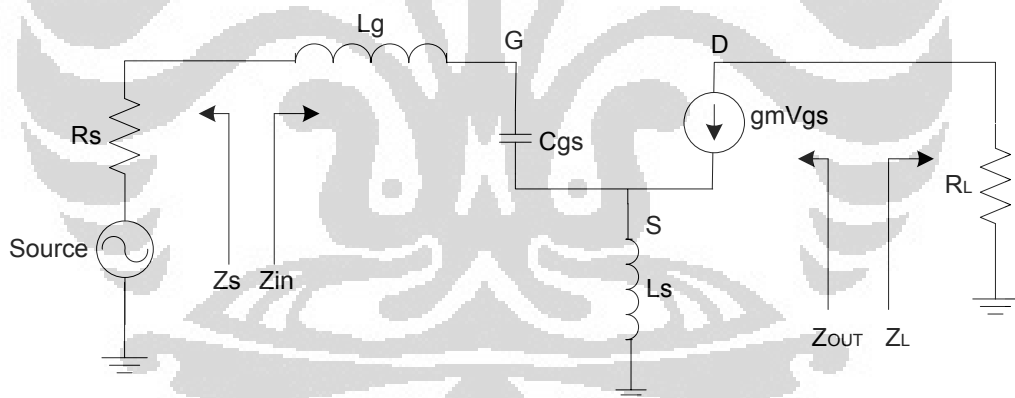
2.8 Analisa Small Signal

Analisa *small signal* dilakukan dengan cara menggroundkan semua sumber DC, sehingga kita dapat melihat nilai karakteristik dari transistor tersebut diantaranya adalah nilai Z_{IN} . Rangkaian *small signal* yang diusulkan terlihat seperti 2.14. Pada rangkaian tersebut akan memperhitungkan nilai L_g , nilai C_{gs} , dan nilai L_s .

Gambar 2.14 Rangkaian *small signal*

2.8.1 Analisa Small Signal Z_{IN} dan S_{11}

Sementara itu, rangkaian ekuivalen dari rangkaian *small signal* terlihat pada Gambar 2.15.

Gambar 2.15 Rangkaian ganti *small signal*

Nilai Z_{IN} pada rangkaian tersebut diberikan oleh (2.21) sebagai berikut [5]:

$$\begin{aligned} Z_{IN} &= j\omega L_s + j\omega L_g + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s \\ &= j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s \end{aligned} \quad (2.21)$$

Hubungannya dengan frekuensi cutoff diberikan oleh :

$$\frac{g_m}{C_{gs}} L_s = \omega_T L_s \quad \rightarrow \quad \frac{g_m}{C_{gs}} = \omega_T \quad (2.22)$$

Nilai Z_{IN} pada saat frekuensi Cutoff diberikan oleh :

$$Z_{IN} = j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \omega_T L_s \quad (2.23)$$

Pada saat resonansi, maka nilai Z_{IN} pada rangkaian tersebut dinyatakan oleh.

$$Im(Z_{IN}) = 0 \quad (2.23)$$

$$Re(Z_{IN}) = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s \quad (2.24)$$

Saat kondisi matching maka memenuhi.

$$Z_{IN} = Z_S^* \quad (2.25)$$

$$= R_S = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s = \omega_T L_s \quad (2.26)$$

Nilai koefisien refleksinya diberikan oleh pers. (2.27) ;

$$\begin{aligned} S_{11} &= \Gamma_{11} \\ &= \frac{Z_{IN} - R_S}{Z_{IN} + R_S} \\ &= \frac{\left(j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s \right) - \left(\frac{g_m}{C_{gs}} L_s \right)}{\left(j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s \right) + \left(\frac{g_m}{C_{gs}} L_s \right)} \\ &= \frac{j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}}}{j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + 2 \frac{g_m}{C_{gs}} L_s} \\ &= \frac{j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}}}{j\omega(L_s + L_g) + 2 \frac{g_m}{C_{gs}} L_s + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} \times \frac{j\omega}{(L_s + L_g)} \\ &= \frac{(j\omega)^2 + \frac{1}{C_{gs}(L_s + L_g)}}{(j\omega)^2 + 2 \frac{j\omega}{(L_s + L_g)} \frac{g_m}{C_{gs}} L_s + \frac{1}{C_{gs}(L_s + L_g)}} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Dengan nilai $j\omega = s$ maka pers. (2.27) saat resonansi dapat disederhanakan menjadi pers. (2.28).

$$S_{11} = \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + Bs + \omega_o^2} \quad (2.28)$$

Dengan nilai

$$\omega_o^2 = \frac{1}{C_{gs}(L_s + L_g)}$$

$$B = 2 \frac{1}{(L_s + L_g)} \frac{g_m}{C_{gs}} L_s = (2) \frac{1}{(L_s + L_g)} (50\Omega) = \frac{100}{(L_s + L_g)}$$

Nilai S_{11} saat *matching* akan bernilai kurang dari -10 dBm akan memenuhi,

$$20 \log |S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$$

$$\log |S_{11}| \leq -0.5$$

$$|S_{11}| \leq 3.16 \quad (2.29)$$

Dengan menyelesaikan pers. (2.29) maka didapatkan batas atas dan batas bawah nilai koefisien refleksi.

$$\frac{-B + \sqrt{B^2 + \omega_o^2}}{6} \leq \omega \leq \frac{B + \sqrt{B^2 + \omega_o^2}}{6} \quad (2.30)$$

Sementara itu, nilai Q faktor dari *input network* diberikan oleh dibawah ini:

$$\begin{aligned} Q &= \frac{1}{\omega_o C_{gs} (R_s + \omega_T L_s)} \\ &= \frac{1}{\omega_o C_{gs} (R_s + R_s)} \\ &= \frac{1}{2\omega_o C_{gs} R_s} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Nilai transkonduktasinya diberikan oleh,

$$\begin{aligned} G_m &= g_m Q \\ &= g_m \frac{1}{2\omega_o C_{gs} R_s} \\ &= \frac{1}{2\omega_o R_s} \frac{g_m}{C_{gs}} \\ &= \frac{1}{2\omega_o R_s} \frac{\omega_T}{\omega_o} \end{aligned} \quad (2.32)$$

2.8.2 Analisa Small Signal A_v dan S_{21}

Dengan nilai C_{gd} kecil, nilai penguatan tegangan diberikan oleh (2.33) seperti dibawah ini :

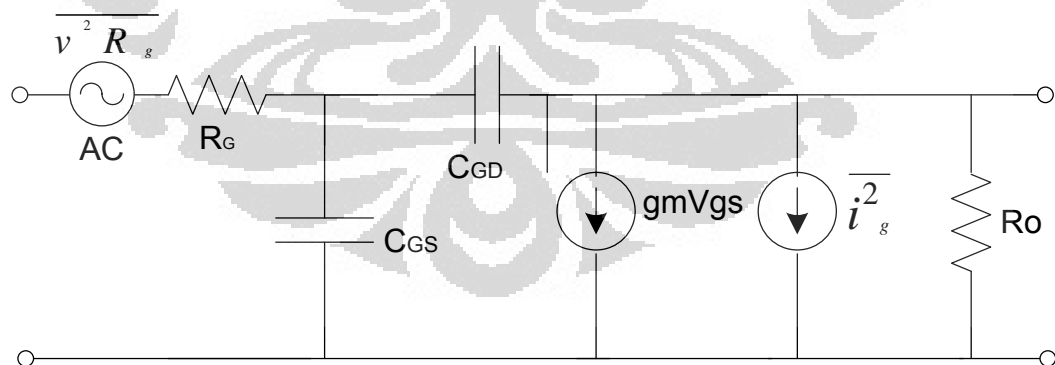
$$\begin{aligned}
 |A_V| &= \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| \\
 &= \left| \frac{Z_{out}}{Z_{in}} \right| \\
 &= \left| \frac{g_m \frac{1}{j\omega C_{gs}} R_L}{j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s} \right| \quad (2.33)
 \end{aligned}$$

Berdasarkan [3] maka nilai *gain* S_{21} diberikan oleh (2.34) seperti dibawah ini.

$$\begin{aligned}
 S_{21} &= 2 A_V \\
 S_{21} &= \frac{g_m \frac{1}{j\omega C_{gs}} R_L}{j\omega(L_s + L_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s} \quad (2.34)
 \end{aligned}$$

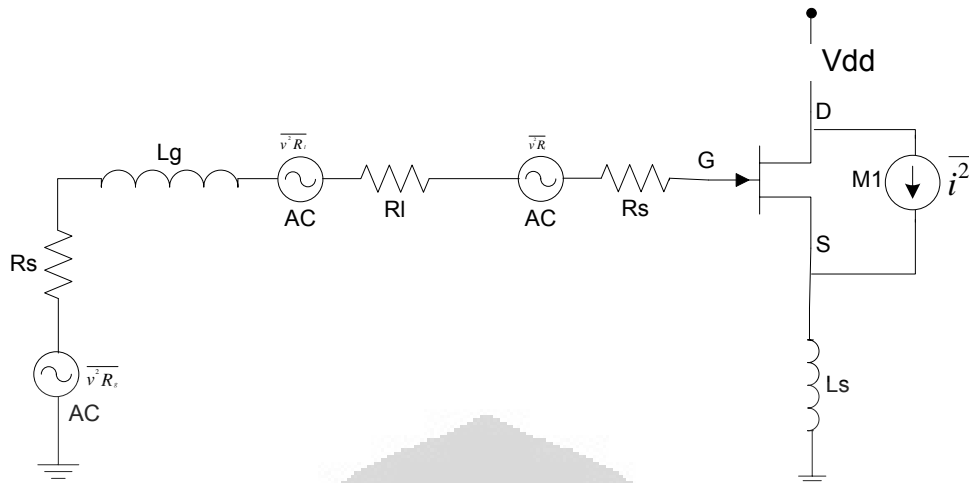
2.9 Noise pada LNA

Selain faktor impedansi dan gain, kinerja LNA juga dipengaruhi nilai *noise* nya. Beberapa jenis *noise* diantaranya adalah termal *noise*. Termal *noise* biasanya dimodelkan sebagai sumber arus yang melewati *drain* dan *source* yang diparalelkan dengan transkonduktan dari transistor. Seperti terlihat pada Gambar 2.16.



Gambar 2.16 Model termal noise

Dasar *noise* pada LNA dapat di analisa dengan rangkaian pada Gambar 2.17 dibawah ini.



Gambar 2.17 Model termal noise LNA

R_L merupakan resistansi pada L_G , sementara R_G merupakan resistansi pada *gate*. *Power spektral densitas termal noise* memenuhi pers (2.35) dibawah ini.

$$\frac{\overline{i_d^2}}{\Delta f} = 4kT\gamma g_{d\theta} \quad (2.35)$$

Dimana nilai :

$g_{d\theta}$ = konduktansi drain saat zero bias

γ = faktor bias

Δf = *noise bandwidth*

Sementara nilai noise faktor (F) didefinisikan oleh sebagai pers. (2.36) dibawah ini :

$$F = \frac{\text{Total output noise power}}{\text{total input noise}} \quad (2.36)$$

Dengan mempergunakan pers. (2.35) *output noise power density* didefinisikan sebagai :

$$\begin{aligned} S_{out,source}(\omega_o) &= S_{source}(\omega_o)G_m^2 \\ &= \frac{4kT}{\omega_o^2 R_s} \frac{(\omega_T)^2}{\left(1 + \frac{\omega_T L_s}{R_s}\right)} \end{aligned} \quad (2.37)$$

Sementara itu, nilai *noise pada gate resistance* dan *load resistance* diberikan oleh (2.37).

$$S_{out,RL,RS}(\omega_o) = S_{source}(\omega_o)G_m^2$$

$$= \frac{4kT(Rl + Rg)}{(\omega_o R_s)^2} \frac{(\omega_T)^2}{\left(1 + \frac{\omega_T L_s}{R_s}\right)^2} \quad (2.37)$$

Sehingga nilai *noise* faktornya (F) sebesar pers. (2.38)

$$F = 1 + \frac{R_L}{R_s} + \gamma g_{a\theta} R_s \left(\frac{\omega_o}{\omega_T}\right)^2 \quad (2.38)$$

Sementara itu, apabila digunakan model yang lebih presisi yang meyertakan QI, maka *noise* faktornya (F) diberikan oleh (2.39).

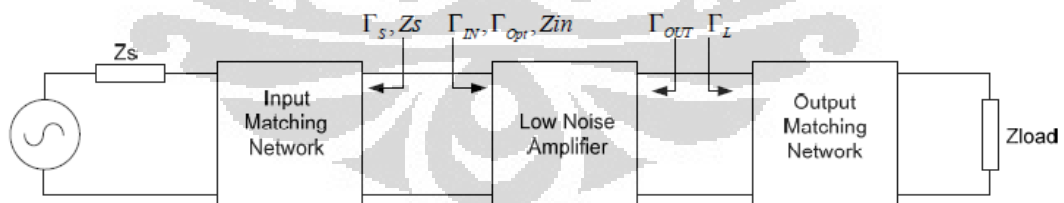
$$F = 1 + \frac{R_L}{R_s} + \frac{R_g}{R_s} + \frac{\gamma \chi}{\alpha Q_L} \left(\frac{\omega_o}{\omega_T}\right) \quad (2.39)$$

Sehingga nilai *noise figure*nya diberikan oleh (2.40)

$$NF = 10 \log F = 10 \log \left(1 + \frac{R_L}{R_s} + \frac{R_g}{R_s} + \frac{\gamma \chi}{\alpha Q_L} \left(\frac{\omega_o}{\omega_T}\right) \right) \quad (2.40)$$

2.10 Impedance Matching dengan Transformer

Dalam teori rangkaian, transfer daya maksimum memerlukan impedansi beban sama dengan *konjugasi* kompleks sumber. *Matching* seperti ini disebut dengan *matching konjugasi*. *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 2.18.

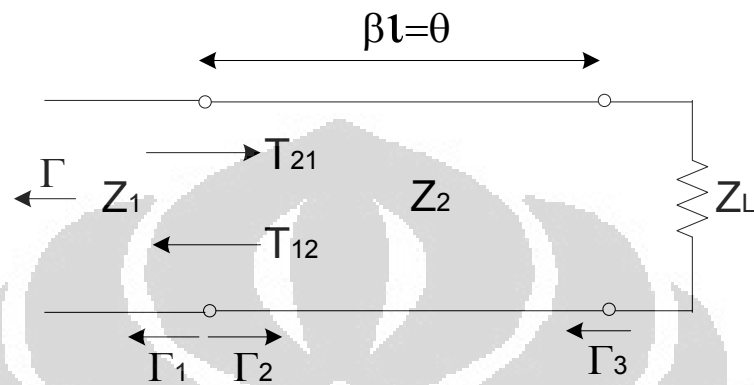


Gambar 2.18 *Conjugate matching* [23]

Salah satu jenis *impedance matching* diantaranya adalah *impedance transformer*, pada dasarnya teori *impedance transformer* berdasarkan teori *small reflection*.

2.10.1 Single Section Impedance Transformer

Model dari *single section impedance transformer* terlihat pada Gambar 2.19 dibawah ini.



Gambar 2.19 Koefisien Refleksi Impedance Transformer

Nilai parsial koefisien refleksinya terlihat dari pers. (2.41) sampai pers.

(2.45) :

$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.41)$$

$$\Gamma_2 = -\Gamma_1 \quad (2.42)$$

$$\Gamma_3 = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} \quad (2.43)$$

$$T_{21} = 1 + \Gamma_1 = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.44)$$

$$T_{12} = 1 + \Gamma_2 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (2.45)$$

Sehingga total *reflection*nya mengikuti pers. (2.46) seperti dibawah ini :

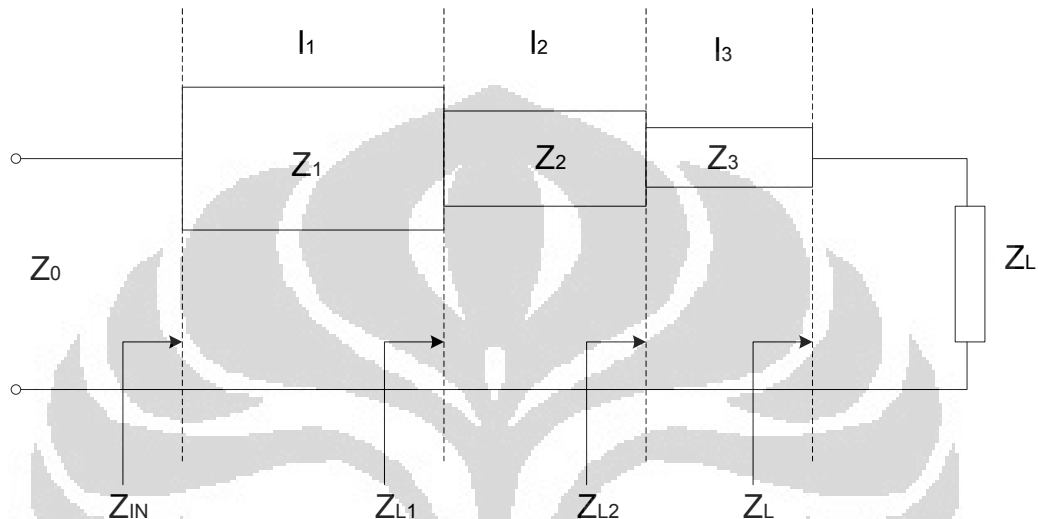
$$\Gamma = \Gamma_1 + T_{12}T_{21}T_3 e^{-2j\theta} \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_2^n \Gamma_3^n e^{-2jn\theta} \quad (2.46)$$

Sehingga apabila di ekspansi menggunakan deret geometri, maka koefisien refleksinya sesuai pers. (2.47) :

$$\Gamma = \Gamma_1 + \frac{T_{12}T_{21}T_3 e^{-2j\theta}}{1 - \Gamma_1\Gamma_3 e^{-2j\theta}} \quad (2.47)$$

2.10.2 Dual frekuensi Tiga Section Impedance Transformer dengan Impedansi Beban Kompleks

Untuk mendapatkan *matching dualband* pada [2] mengusulkan untuk menggunakan tiga *section impedance transformer*. Seperti terlihat pada Gambar 2.20.



Gambar 2.20 Tiga section Impedance transformer

Pada sub bab ini akan dijelaskan impedance matching dualband menggunakan tiga *section impedance matching*.

2.10.2.1 Matching antara Z_L dan Z_{L2}

Nilai impedansi pada Z_{L2} pada f_1 dan f_2 didefinisikan sesuai dengan pers. (2.48) dan (2.49).

$$Z_{L2}|_{f_1} = Z_3 \frac{R_a + jX_a + jZ_3 \tan(\beta_a l_3)}{Z_3 + j(R_a + X_a) \tan(\beta_a l_3)} \quad (2.48)$$

$$Z_{L2}|_{f_2} = Z_3 \frac{R_b + jX_b + jZ_3 \tan(\beta_b l_3)}{Z_3 + j(R_b + X_b) \tan(\beta_b l_3)} \quad (2.49)$$

Dengan nilai:

β_a = koefisien propagasi saat f_1

β_b = koefisien propagasi saat f_2

Dengan penyamakan pers. $Z_{L2}|_{f_1}$ dengan $(Z_{L2}|_{f_2})^*$ maka akan menjadi pers. :

$$(\tan(\beta_a l_3) + \tan(\beta_b l_3))(R_b X_a - R_a X_b) + Z_3(R_a - R_b)(1 - \tan(\beta_a l_3) \tan(\beta_b l_3)) = 0 \quad (2.50)$$

$$(\tan(\beta_a l_3) + \tan(\beta_b l_3))(Z_3^2 - R_a R_b - X_a X_b) + Z_3(X_a - X_b)(1 - \tan(\beta_a l_3) \tan(\beta_b l_3)) = 0 \quad (2.51)$$

Jika $1 - \tan(\beta_a l_3) \tan(\beta_b l_3) = 0$ maka pers. (2.50) dan (2.51) dapat ditulis menjadi :

$$(\tan(\beta_a l_3) + \tan(\beta_b l_3))(R_b X_a - R_a X_b) = 0 \quad (2.52)$$

$$(\tan(\beta_a l_3) + \tan(\beta_b l_3))(Z_3^2 - R_a R_b - X_a X_b) = 0 \quad (2.53)$$

Dengan nilai

$$(\tan(\beta_a l_3) + \tan(\beta_b l_3)) \neq 0$$

Maka yang memungkinkan menjadi nol yaitu :

$$(R_b X_a - R_a X_b) = 0 \quad (2.54)$$

$$(Z_3^2 - R_a R_b - X_a X_b) = 0 \quad (2.55)$$

Jika $1 - \tan(\beta_a l_3) \tan(\beta_b l_3) \neq 0$ maka pers.nya menjadi lebih sederhana jika mepergunakan batuan pers. (2.56)

$$\tan(\alpha + \beta) = \frac{\tan \alpha + \tan \beta}{1 - \tan \alpha \tan \beta} \quad (2.56)$$

Dengan mengambil asumsi bahwa $f_2 = m f_1$, $m > 1$, maka diambil menjadi pers. (2.57) dan (2.58) dengan mensubstitusikan pers. (2.56) ke pers. (2.50) dan (2.51) :

$$\tan(\beta_a l_3 + \beta_b l_3) = \frac{Z_3(R_a - R_b)}{R_a X_b - R_b X_a} \quad (2.57)$$

$$\tan(\beta_a l_3 + \beta_b l_3) = \frac{Z_3(X_a + X_b)}{R_a R_b - X_a X_b - Z_3^2} \quad (2.58)$$

Dengan menyamakan pers. (2.57) dan (2.58) maka diperoleh nilai Z_3 dan nilai l_3 :

$$Z_3 = \sqrt{R_a R_b + X_a X_b + \frac{X_a + X_b}{R_a - R_b} (R_a X_b - R_b X_a)} \quad (2.57)$$

$$l_3 = \frac{n\pi + \tan^{-1} \frac{Z_3(R_a - R_b)}{R_a X_b - R_b X_a}}{(m+1)\beta_a} \quad (2.56)$$

2.10.2.2 Matching antara Z_{L2} dan Z_0

Tahapan selanjutnya adalah membuat *matching* antara Z_{L2} dan Z_0 , seperti terlihat pada pers. (2.57) dan (2.58) maka :

$$Z_{IN} = Z_1 \frac{Z_{L1} + jZ_1 \tan(\beta_a l_1)}{Z_1 + jZ_{L1} \tan(\beta_b l_1)} \quad (2.57)$$

$$Z_{L1} = Z_2 \frac{Z_{L2} + jZ_2 \tan(\beta_a l_2)}{Z_2 + jZ_{L2} \tan(\beta_b l_2)} \quad (2.58)$$

Dengan nilai $Z_0 = 50 \Omega$ dan nilai $Z_{L2} = R_{L2} + jX_{L2}$. Samakan pers. (2.57) dengan (2.58) sehingga menjadi pers. (2.59)

$$Z_0 X_{L2} (Z_1 \tan(\beta_b l_2) + Z_2 \tan(\beta_a l_1)) + Z_1 Z_2 R_{L2} - Z_1 Z_2 Z_0 - \tan(\beta_a l_1) \tan(\beta_b l_2) (R_{L2} Z_1^2 - Z_0 Z_2^2) = 0 \quad (2.59)$$

$$Z_0 R_{L2} (Z_1 \tan(\beta_b l_2) + Z_2 \tan(\beta_a l_1)) - Z_1^2 Z_2 \tan(\beta_a l_1) - Z_2^2 Z_1 \tan(\beta_a l_2) - Z_1 Z_2 Z_{L2} + X_{L2} \tan(\beta_a l_1) \tan(\beta_b l_2) = 0 \quad (2.60)$$

Dengan bantuan pers. (2.61)-(2.63) maka dapat diselesaikan menjadi pers.

(2.64)

$$\tan(\beta_a l_1) \pm \tan(\beta_a l_1) = 0 \quad (2.61)$$

$$\tan(\beta_a l_2) \pm \tan(\beta_a l_2) = 0 \quad (2.62)$$

Dan ;

$$l_1 = l_2 = \frac{\pi}{\beta_a + \beta_b} = l \quad (2.63)$$

Sehingga nilai Z_1 diberikan oleh (2.64);

$$Z_1^4 + b Z_1^3 + c Z_1^2 + d Z_1 + e = 0 \quad (2.64)$$

Dengan nilai :

$$b = \frac{2aR_0X_{L2}}{R_0 - X_{L2}}$$

$$c = \frac{R_0R_{L2}(X_{L2}^2 - (R_0 - R_{L2})^2) - X_{L2}^2R_0^2(1 + a^2)^2}{a^2R_{L2}(R_{L2} - R_0)}$$

$$d = \frac{2aR_0^3X_{L2}}{R_{L2} - R_0}$$

$$e = \frac{R_0^3 (R_{L2}^2 + X_{L2}^2 - R_0 R_{L2})}{R_0 - R_{L2}}$$

Solusi pers. (2.64) terlihat pada pers. (2.65) dibawah ini.

$$Z_1 = -\frac{b^2}{4} \pm \frac{1}{2}\sqrt{\Pi} \pm \frac{1}{2}\sqrt{\frac{b^2}{2} - \frac{4c}{3} - \Gamma + \frac{-b^3 + 4bc - 8d}{4\sqrt{\Pi}}} \quad (2.65)$$

Dengan nilai :

$$\Pi = \frac{b^2}{4} - \frac{2c}{3} + \Gamma$$

$$\Gamma = \frac{\sqrt[3]{2}\Delta}{3\Delta} + \frac{\Delta}{3\sqrt[3]{2}}$$

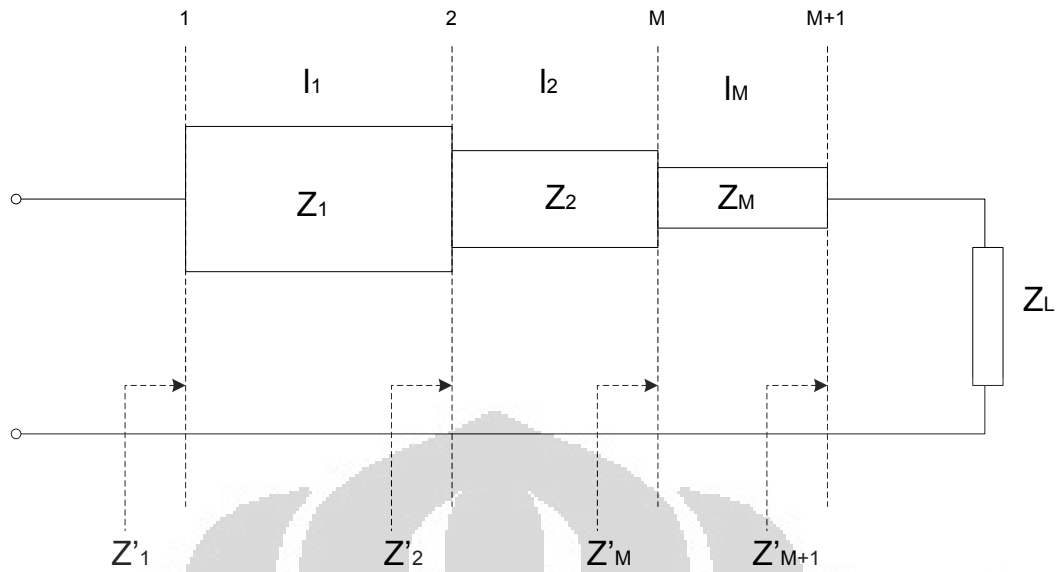
$$\Delta = \sqrt[3]{\Theta + \sqrt{-4\Psi^3 + \Theta^2}}$$

$$\Psi = c^2 - 3bd + 12e$$

$$\Theta = 2c^3 - 9bcd + 27d^2 + 27b^2e - 72ce$$

2.10.3 Multiband Multisection Impedance Tranformer

Salah satu jenis *matching* yang banyak dikembangkan menggunakan *transmission line* yaitu *quarter-wavelength impedance transformer*. Namun pada *quarter-wavelength impedance transformer* hanya akan menghasilkan sebuah frekuensi dan harmonik ganjilnya. Untuk itu, agar menghasilkan *matching multiband* maka harus dipergunakan *multisection impedance transformer* seperti yang diusulkan [19-22]. Selain itu, pada penggunaan *multisection impedance transformer* akan menghasilkan *noise* yang lebih kecil karena terhindar dari penggunaan induktor yang berlebihan. Model *multiband multisection impedance transformer* terlihat seperti Gambar 2.21.



Gambar 2.21 Model multisection impedance transformer

Nilai impedansinya diberikan oleh (2.66) dibawah ini ;

$$Z'_i = Z_i \frac{Z'_{i+1} + jZ_i \tan(\beta l_i)}{Z_i + Z'_{i+1} \tan(\beta l_i)} \quad (2.66)$$

Dengan nilai :

$$i = 1, \dots, M$$

β = konstanta propagasi

l_i = panjang saluran transmisi

Nilai saluran transmisi M + 1 akan memiliki nilai impedansi seperti pers.

(2.67) :

$$Z'_{M+1} = Z_L \quad (2.67)$$

Sementara itu, nilai koefisien refleksi pada frekuensi tertentu diberikan oleh (2.68)

$$\Gamma(f) = \frac{Z'_i - Z_0}{Z'_i + Z_0} \quad (2.68)$$

Dengan nilai

Z_0 = impedansi sistem

Untuk mempermudah solusi dari sistem tersebut, maka dapat ditentukan panjang elektrik saluran transmisi tersebut sesuai pers. (2.69)

$$\theta_0 = \beta l_i, \quad \text{dengan } i = 1, 2, \dots, M \quad (2.69)$$

Dengan mengabaikan tidak ada frekuensi dispersi, maka panjang elektrik saat frekuensi resonansi sesuai dengan pers. (2.70).

$$\theta(f) = \frac{f}{f_0} \theta_0 \quad (2.70)$$

Sehingga pers. (2.66) akan menjadi pers. (2.71)

$$Z'_i(f) = Z_i \frac{Z'_{i+1} + jZ_i \tan\left(\frac{f}{f_0} \theta_0\right)}{Z_i + Z'_{i+1} \tan\left(\frac{f}{f_0} \theta_0\right)} \quad (2.71)$$

Sementara itu, pada saat kondisi *matching* pada *multiband* frekuensi, maka pers. koefisien refleksinya harus diberikan oleh (2.72);

$$\left\{ \begin{array}{l} \Gamma\left(\left(\frac{f}{f_0}\right), \theta_0, Z_L(f), Z_1 Z_2 \dots Z_M\right) \Big|_{f=f_1} = 0 \\ \Gamma\left(\left(\frac{f}{f_0}\right), \theta_0, Z_L(f), Z_1 Z_2 \dots Z_M\right) \Big|_{f=f_2} = 0 \\ \vdots \\ \Gamma\left(\left(\frac{f}{f_0}\right), \theta_0, Z_L(f), Z_1 Z_2 \dots Z_M\right) \Big|_{f=f_N} = 0 \end{array} \right. \quad (2.72)$$

Matriks tersebut memberi kesimpulan semetara bahwa jumlah *section* transformer (M) minimal 2 kali banyaknya frekuensi *matching* yang diharapkan (N) atau sesuai pers. (2.73);

$$M \geq 2N \quad (2.73)$$

2.11 Intermodulasi dan Linieritas

Idealnya pada 2-port nerwok memiliki sistem yang linier, akan tetapi hal tersebut sangat sulit untuk diperoleh. Untuk itu diperlukan sebuah parameter yang lain yang menjelaskan kelinieran sebuah sistem. Sinyal input didefinisikan pada pers. (2.74) :

$$S_{IN} = S_1 \cos(\omega_1 t) + S_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.74)$$

Sementara sinyal *output* yang sudah tidak linier didefinisikan pada pers. (2.75).

$$S_{OUT} = A_1 S_{IN} + A_2 S_{IN}^2 + A_3 S_{IN}^3 + \dots \quad (2.75)$$

Nilai A_1, c, A_3 adalah konstanta. Untuk menganalisa pers. tersebut maka dapat ditinjau satu-persatu:

$$A_1 S_{IN} = A_1 (S_1 \cos(\omega_1 t) + S_2 \cos(\omega_2 t)) \quad (2.76)$$

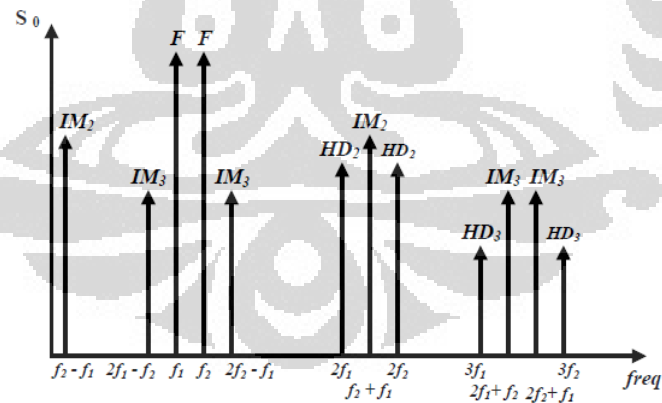
Sedangkan nilai :

$$\begin{aligned} A_2 S_{IN}^2 &= \frac{A_2 S_1^2}{2} (\cos(2\omega_1 t) + 1) \\ &+ \frac{A_2 S_2^2}{2} (\cos(2\omega_2 t) + 1) \\ &+ A_2 S_1 S_2 (\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t) \end{aligned} \quad (2.77)$$

Dan nilai :

$$\begin{aligned} A_3 S_{IN}^3 &= \frac{A_3 S_1^3}{2} (\cos(3\omega_1 t) + 3\cos(\omega_1 t)) \\ &+ \frac{A_3 S_2^3}{2} (\cos(3\omega_2 t) + 3\cos(\omega_2 t)) \\ &+ \frac{3}{4} A_3 S_1 S_2^2 (2\cos(\omega_1 t) + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t) \\ &+ \frac{3}{4} A_3 S_1^2 S_2 (2\cos(\omega_2 t) + \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t) \end{aligned}$$

Sehingga frekuensi distorsi dari intermodulation dapat dilihat pada Gambar 2.22.



Gambar 2.22 Distorsi Intermodulasi

Nilai intermodulasi diberikan oleh (2.78) dibawah ini :

$$IM_3 = \frac{\text{Amplitude}_{(2\omega_1 + \omega_2), (2\omega_1 - \omega_2)}}{\text{Amplitude}_{(\omega_1, \omega_2)}} \quad (2.78)$$

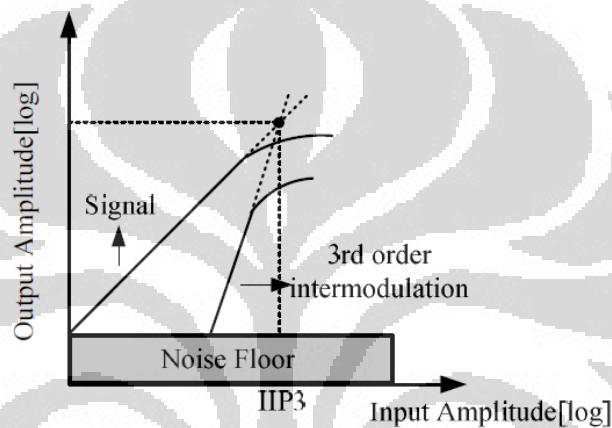
Nilai fraksial intermodulasi sesuai pers. (2.79) dibawah ini :

$$IM_3 = \frac{3A_3}{4A_1} S_1^2 \quad (2.79)$$

Dengan asumsi nilai $S_1 = S_2$.

2.11.1 Intercept point Orde ketiga

Pengukuran nilai linearitas orde-ketiga dinamakan IIP3 adalah titik perhitungan dimana intermodulasi dasar dan hasil *Third Order Intermodulation* (IM3) saling berpotongan satu sama lain. Gambar 2.23 menunjukkan IIP3.



Gambar 2.23 Grafik *third-order intercept point* (IIP3)

Gambar 2.23. memperlihatkan garis yang berorder 1 merupakan garis fundamental, sedangkan garis yang berorder 3 merupakan garis intermodulasi. Perpotongan antara kedua garis tersebut dinamakan *intercept point*. Untuk menghitung besar IP3 dapat diberikan oleh:

$$OIP3 = P_{OUT} + \frac{\Delta IM}{2}$$

$$IIP3 = OIP3 - Gain \quad (2.80)$$

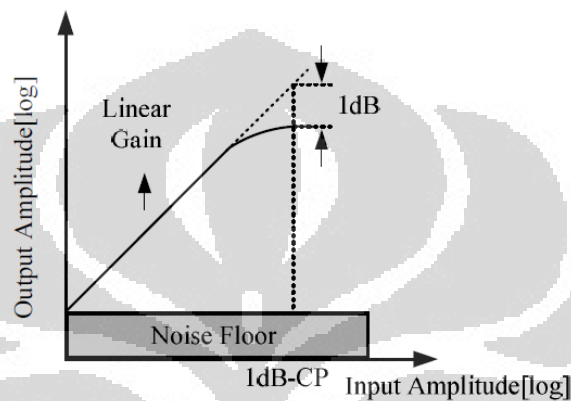
Sementara itu, apabila dipergunakan persamaa (2.75) maka pers.nya menjadi

$$IIP_3 = \sqrt{\left| \frac{4A_1}{3A_3} \right|} \quad (2.81)$$

2.11.2 1-dB Compression Point (P_{1dB})

Untuk tingkat sinyal *input* yang kecil, setiap peningkatan dB pada tingkat sinyal menghasilkan peningkatan dB pada tingkat sinyal *output*. Seiring

meningkatnya tingkat sinyal *input*, *conversion loss* LNA akan turut serta meningkat. *1-dB compression point* adalah tingkat sinyal *input* dimana *conversion loss* telah ditingkatkan 1 dB seperti Gambar 2.24. LNA seharusnya melakukan *back-off* dari *1-dB compression point* akibat bertambahnya distorsi dari sinyal yang diinginkan (*wanted signal*), operasi yang ada atau dekat pada kondisi *back-off* akan meningkatkan tingkat *output* palsu (*spurious*).



Gambar 2.24 Grafik nilai *1-dB Compression Point*

Secara matematis, nilai *1-dB Compression Point* sesuai pers. (2.82) yang bernilai :

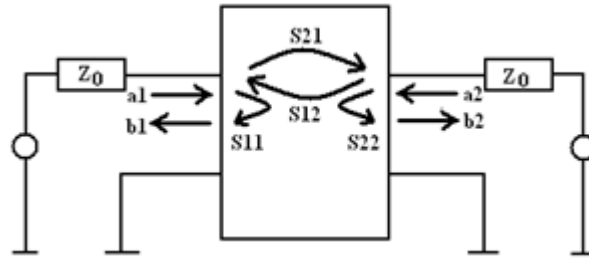
$$20 \log \left(1 + \frac{3A_3}{4A_1} S_1^2 \right) = -1 \text{ dB}$$

Setelah menyelesaikan nilai S_1 maka ;

$$P_{1dB} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{A_1}{A_3} \right|} \sqrt{0.11} \approx \sqrt{0.145 \left| \frac{A_1}{A_3} \right|} \quad (2.82)$$

2.12 Scattering Parameter

Untuk beberapa komponen elektronik atau suatu rangkain listrik lainnya, S-parameter dapat dihitung dengan bantuan alat ukur yang menggunakan *vector network analyzer*. S-parameter juga merupakan suatu nilai yang terdapat pada *datasheet* transistor, biasanya transistor RF, yang digunakan untuk memprediksi performansi dan berguna untuk perancangan suatu *amplifier*. Gambar 2.25 menunjukkan blok diagram s-parameter.



Gambar 2.25 Blok diagram s-parameter

di mana a_n merepresentasikan normalisasi tegangan datang masuk ke rangkaian *two-port*, sedangkan b_n merupakan normalisasi tegangan pantul dari rangkaian *two-port* yang masing-masing diberikan oleh:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.83)$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.84)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.85)$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.86)$$

di mana :

E_{i2} = Tegangan datang dalam volt

E_{i2} = Tegangan pantul dalam volt

2.12.1 Gain dan Return Loss

Dari pers. (2.83)-(2.86), parameter S_{11} , S_{12} , S_{21} , dan S_{22} merepresentasikan koefisien refleksi dan transmisi yang disebut *Scattering-parameter* pada rangkaian *two-port*. Bentuk matriks dari diberikan oleh

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

Masing-masing dari nilai parameter tersebut diberikan oleh,

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \text{ saat } a_2 = 0$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \text{ saat } a_1 = 0$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \text{ saat } a_2 = 0$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \text{ saat } a_1 = 0$$

di mana :

S_{11} = Koefisien refleksi masukan (*Return Loss*)

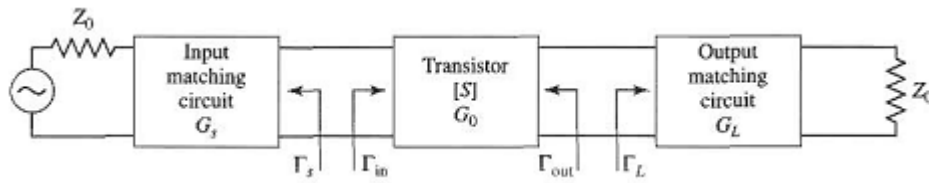
S_{22} = Koefisien refleksi keluaran

S_{12} = *Gain* transmisi mundur

S_{21} = *Gain* transmisi maju (*Gain*)

2.12.2 Stability

Single stage microwave transistor dapat dimodelkan seperti rangkaian pada Gambar 2.26 di mana *matching network* digunakan pada dua sisi transistor untuk mentransformasikan impedansi *input* dan *output* Z_o menjadi impedansi sumber Z_s dan beban Z_L .



Gambar 2.26 Matching Network [17]

Pada rangkaian di atas kemungkinan terjadinya osilasi cukup besar jika impedansi *input* atau *output* memiliki bagian real negatif. Hal ini akan mengakibatkan $|\Gamma_{in}| > 1$ atau $|\Gamma_{out}| > 1$. Karena Γ_{in} dan Γ_{out} tergantung pada rangkaian *matching* sumber dan beban, maka kestabilan *amplifier* juga akan tergantung kepada Γ_S dan Γ_L . Oleh karena itu ada dua jenis kestabilan [17]:

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

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

2. *Conditional stability* (kestabilan tergantung kondisi)

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

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.88)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (2.88)$$

Jika suatu *device* bersifat unilateral ($S_{12} = 0$), maka kondisi ini menyebabkan nilai $S_{11} < 1$ dan $S_{22} < 1$ untuk memenuhi *unconditional stabil*. Kita dapat menurunkan pers. untuk lingkaran **output kestabilan** sebagai berikut.

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = 1 \quad (2.89)$$

$$|S_{11}(1 - S_{22}\Gamma_L) + S_{12}S_{21}\Gamma_L| = |1 - S_{22}\Gamma_L| \quad (2.90)$$

Sekarang menentukan determinan dari matrik *scattering* (Δ):

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.91)$$

Maka pers. (2.89) dapat menjadi [17]:

$$|S_{11} - \Delta\Gamma_L| = |1 - S_{22}\Gamma_L|$$

$$|S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2 = |1 - S_{22}\Gamma_L|^2$$

$$\begin{aligned}
|S_{11}|^2 + |\Delta|^2 |\Gamma_L|^2 - (\Delta \Gamma_L S_{11}^* + \Delta^* \Gamma_L^* S_{11}) &= 1 + |S_{22}|^2 |\Gamma_L|^2 - (S_{22}^* \Gamma_L^* + S_{22} \Gamma_L) \\
(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) \Gamma_L \Gamma_L^* - (S_{22} - \Delta S_{11}^*) \Gamma_L - (S_{22}^* - \Delta^* S_{11}) \Gamma_L^* &= |S_{11}|^2 - 1 \\
\Gamma_L \Gamma_L^* - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*) \Gamma_L + (S_{22}^* - \Delta^* S_{11}) \Gamma_L^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} &= \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}
\end{aligned}$$

Tambahkan $\frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^2}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2}$ dikedua sisi, sehingga pers.nya menjadi [16] :

$$\begin{aligned}
\Gamma_L \Gamma_L^* - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*) \Gamma_L + (S_{22}^* - \Delta^* S_{11}) \Gamma_L^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} + \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^2}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} \\
= \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} + \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^2}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} \\
\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2 = \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} + \frac{|S_{22} - \Delta S_{11}^*|^2}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2}
\end{aligned}$$

Atau

$$\left| \Gamma_L + \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.92)$$

Sehingga :

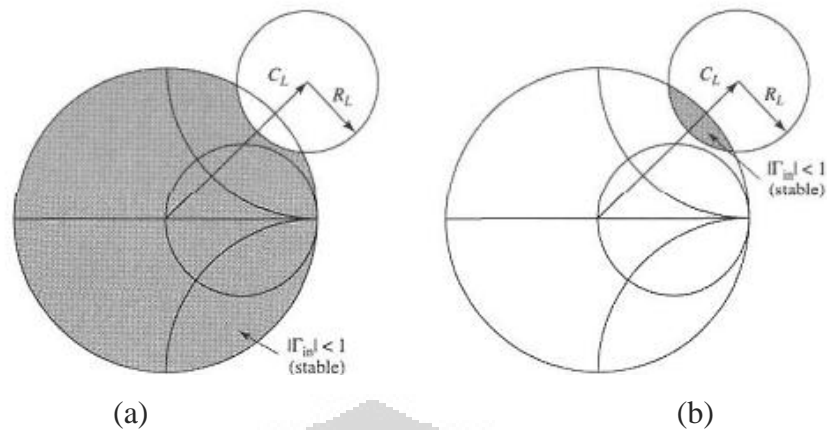
$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.93a)$$

$$R_L = \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.93b)$$

Untuk lingkaran kestabilan *input (source)* pers.nya juga menyerupai lingkaran kestabilan *output*, hanya menukar S_{11} dan S_{22} .

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.94a)$$

$$R_S = \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.94b)$$



Gambar 2.27 Lingkaran Kestabilan Untuk Kondisi Stabil [17]. (a) $S_{11} < 1$, (b) $S_{11} > 1$

Alternative untuk menentukan kestabilan adalah apabila diberikan oleh dibawah ini :

Rollet's condition factor [17] :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.95a)$$

Delta / determinan S-parameter :

$$|\Delta| < 1 \quad (2.95b)$$

$$\mu_{source} = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (2.95c)$$

$$\mu_{load} = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (2.95d)$$

2.13 Standing Wave Ratio (SWR)

SWR ini terjadi apabila impedansi saluran transmisi tidak sesuai (*matching*) dengan impedansi pada beban. Karena ketidaksesuaian inilah akan timbul daya yang dipantulkan (*reflected power*) atau juga biasa disebut *reflected wave* dengan amplitude V_r . Sedangkan gelombang yang diteruskan disebut dengan *forward wave* dengan amplitude V_f . Perbandingan antara amplitudo yang dipantulkan dengan yang diteruskan disebut dengan koefisien refleksi yang secara matematik dapat dinyatakan dengan [28] :

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_f} \quad (2.96)$$

Γ merupakan bilangan kompleks yang menjelaskan nilai magnitudo dan pergeseran sudut dari pemantulan (*reflected*). Untuk menghitung VSWR yang dipergunakan adalah nilai magnitudo dari koefisien refleksi yang didenotasikan dengan ρ . Sehingga $\rho = |\Gamma|$.

Pada saat terjadi pemantulan maka penjumlahan amplitudo dari tegangan yang diteruskan dengan yang dipantulkan akan menghasilkan tegangan maksimum. Sedangkan pengurangannya akan menghasilkan tegangan minimum. Berikut pers. matematisnya [28] :

$$V_{max} = V_f + V_r = V_f + \rho V_f = V_f(1 + \rho) \quad (2.97)$$

$$V_{min} = V_f - V_r = V_f - \rho V_f = V_f(1 - \rho) \quad (2.98)$$

Dari pers.2.99 – 2.98, maka pers. VSWRnya adalah [28]

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (2.99)$$

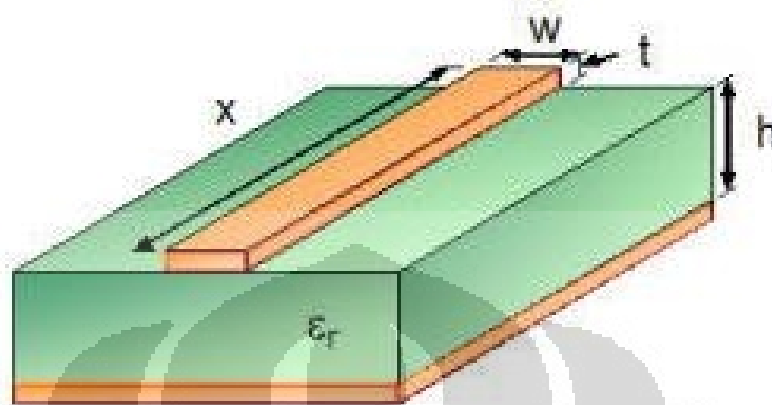
Rentang nilai Γ selalu pada $0 - 1$, sedangkan VSWR terletak pada $\geq +1$. Rentang nilai Γ selalu pada $0 - 1$, sedangkan VSWR terletak pada $\geq +1$. Standar untuk nilai VSWR adalah $1 - 2$ dimana untuk nilai 1 menandakan sinyal tidak terjadi pemantulan atau refleksi ($\rho = 0$). Karena standar batas atas VSWR = 2.

2.14 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 pabrikasinya dan *losses* yang ditimbulkan relatif lebih kecil jika dibandingkan dari rangkaian *lumped* [4].

2.14.1 Mikrostrip line

Bentuk geometri mikrostrip tampak seperti Gambar dibawah ini.



Gambar 2.28 Bentuk geometri dari mikrostrip

Hubungan antara lebar dan tebal (W/h) dengan nilai Z_0 dan dielektrik konstantanya ϵ_r dapat diperoleh melalui pers (2.94) di bawah ini [4]:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{untuk } (W/h < 2) \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & (W/h > 2) \end{cases} \quad (2.100)$$

dimana :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right\}} \quad (2.101)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.102)$$

Sedangkan untuk mengetahui nilai Z_0 apabila diketahui perbandingan lebar dan tebal (W/h) dapat diperoleh melalui pers sebagai berikut [4].

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{untuk } (W/h \leq 1) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]} & \text{untuk } (W/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.103)$$

dimana :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.104)$$

Sementara itu, untuk mengetahui panjang mikrostrip (L) apabila telah diketahui nilai (W/h) dan panjang elektrik (βl), maka panjang mikrostrip memenuhi pers [4]:

$$L = \frac{(\beta l) \left(\frac{\pi}{180^\circ} \right)}{\sqrt{\varepsilon_e} k_o} \quad (2.105)$$

dimana :

$$k_o = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.106)$$

Nilai maksimum *error* pada pers diatas kurang dari 1%. Sehingga sangat bermanfaat untuk proses pabrikan [4].

2.15 Analisa Statistik Hasil Perancangan

Untuk mendapatkan kinerja yang baik dengan semua variasi toleransi rangkaian, maka diperlukan sebuah simulasi yang melibatkan ketidakakuratan. Jenis simulasi ini sering disebut sebagai *Yield Analysis*. Sehingga *behavior* dari rangkaian tersebut dapat diketahui, apabila akan dilakukan proses pabrikan [41]. *Yield Analysis* adalah proses yang memvariasikan nilai/parameter dari komponen rangkaian dengan menggunakan probabilitas tertentu, sehingga diperoleh beragam variasi ukuran yang selanjutnya disimulasikan untuk mendapatkan *behavior* hasil dari rangkaian tersebut.

2.15.1 Level kepercayaan dan Monte-Carlo Sample

Metode *Monte-Carlo Yield-Analysis* telah banyak digunakan dan dapat diterima sebagai alat untuk memperkirakan hasil. Metode ini hanya terdiri dari melakukan serangkaian percobaan acak. Setiap hasil uji coba dari hasil variabel acak akan menghasilkan suatu nilai untuk dibandingkan dengan nilai yang lain

[41]. Dasar dari simulasi Monte Carlo adalah percobaan berbagai elemen kemungkinan dengan menggunakan sampel random.

Keunggulan metode Monte-Carlo adalah memiliki akurasi yang tinggi dengan tidak tergantung pada jumlah variabel statistik. Sementara itu, kelemahan metode ini adalah banyaknya (*sample/trials*) simulasi diperlukan untuk setiap percobaan agar memiliki level kepercayaan yang tinggi dengan perkiraan hasil yang akurat.

Untuk menghitung jumlah percobaan/*sample/iterasi* yang diperlukan pada *Monte-Carlo Yield-Analysis* maka dapat digunakan pers (2.107) [41].

$$N = \left(\frac{C_{\sigma}}{E} \right)^2 Y(1 - Y) \quad (2.107)$$

Dimana

$E = |Y - \tilde{Y}|$ adalah persen error yang terjadi karena perbedaan hasil estimasi dengan hasil yang terjadi.

C_{σ} adalah level kepercayaan yang berdasarkan tabel standar deviasi. $C_{\sigma}=1,2,3\dots n$.

Level kepercayaan adalah daerah di bawah kurva normal (Gaussian) dengan beberapa nilai standar deviasi tertentu. Tabel standar deviasi yang sering digunakan terlihat seperti tabel 2.2 [41].

Tabel 2.2 Standar Deviasi dan Level Kepercayaan [41]

Standard Deviations	Confidence Level
1	68.3%
2	95.4%
3	99.7%

BAB 3

PERANCANGAN MULTIBAND LOW NOISE AMPLIFIER DENGAN MULTISECTION TRANSFORMER

3.1 Spesifikasi LNA

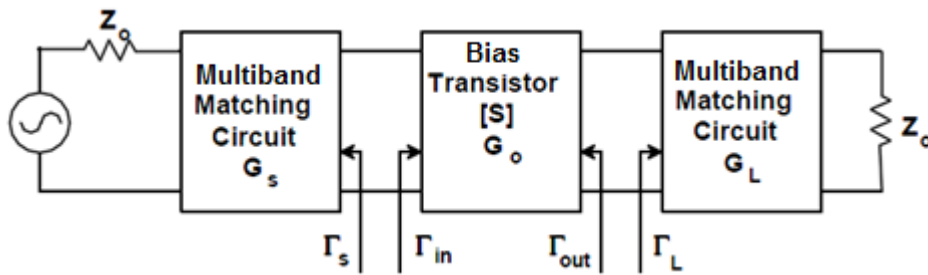
Sebelum memulai perancangan *concurrent multiband* LNA, pada sub bab ini akan dibahas mengenai karakteristik LNA yang akan dibangun. Penjelasan lebih lengkap terlihat pada tabel 3.1.

Tabel 3.1 Spesifikasi LNA

Spesifikasi	Aplikasi		
	GSM900	WCDMA1800	LTE2,6
Frekuensi	0,9 GHz	1,8 GHz	2,6 GHz
Frekuensi Tengah	0,95 GHz	1,85 GHz	2,65 GHz
Bandwidth	100 MHz	100 MHz	100 MHz
Frekuensi Range	$f_{atas} = 0,9 \text{ GHz}$ $f_{bawah} = 1 \text{ GHz}$	$f_{atas} = 1,8 \text{ GHz}$ $f_{bawah} = 1,9 \text{ GHz}$	$f_{atas} = 2,6 \text{ GHz}$ $f_{bawah} = 2,7 \text{ GHz}$
Gain	> 10 dB	> 10 dB	> 10 dB
Noise Figure	< 3 dB	< 3 dB	< 3 dB
Stability	> 1	> 1	> 1
Input Return Loss	< -10 dB	< -10 dB	< -10 dB
Output Return Loss	< -10 dB	< -10 dB	< -10 dB
VSWR	1 - 2	1 - 2	1 - 2
Konsumsi Power	< 20mW	< 20mW	< 20mW

3.1.2 Blok Diagram LNA

Secara lengkap blok diagram perancangan *multiband* LNA ditunjukkan pada Gambar 3.1 dibawah ini.



Gambar 3.1 Blok diagram multiband LNA

Dari blok diagram *multiband* LNA, tahapan perancangan *multiband* LNA sebagai berikut :

a. Bias transistor

Perancangan bias transistor merupakan hal pertama kali yang dilakukan dalam mendesain LNA. Pada Setelah dibias maka transistor tersebut diperiksa kestabilannya.

b. Matching

Tahapan selanjutnya yaitu perancangan *impedance matching* yang menggunakan *multisection impedance matching*.

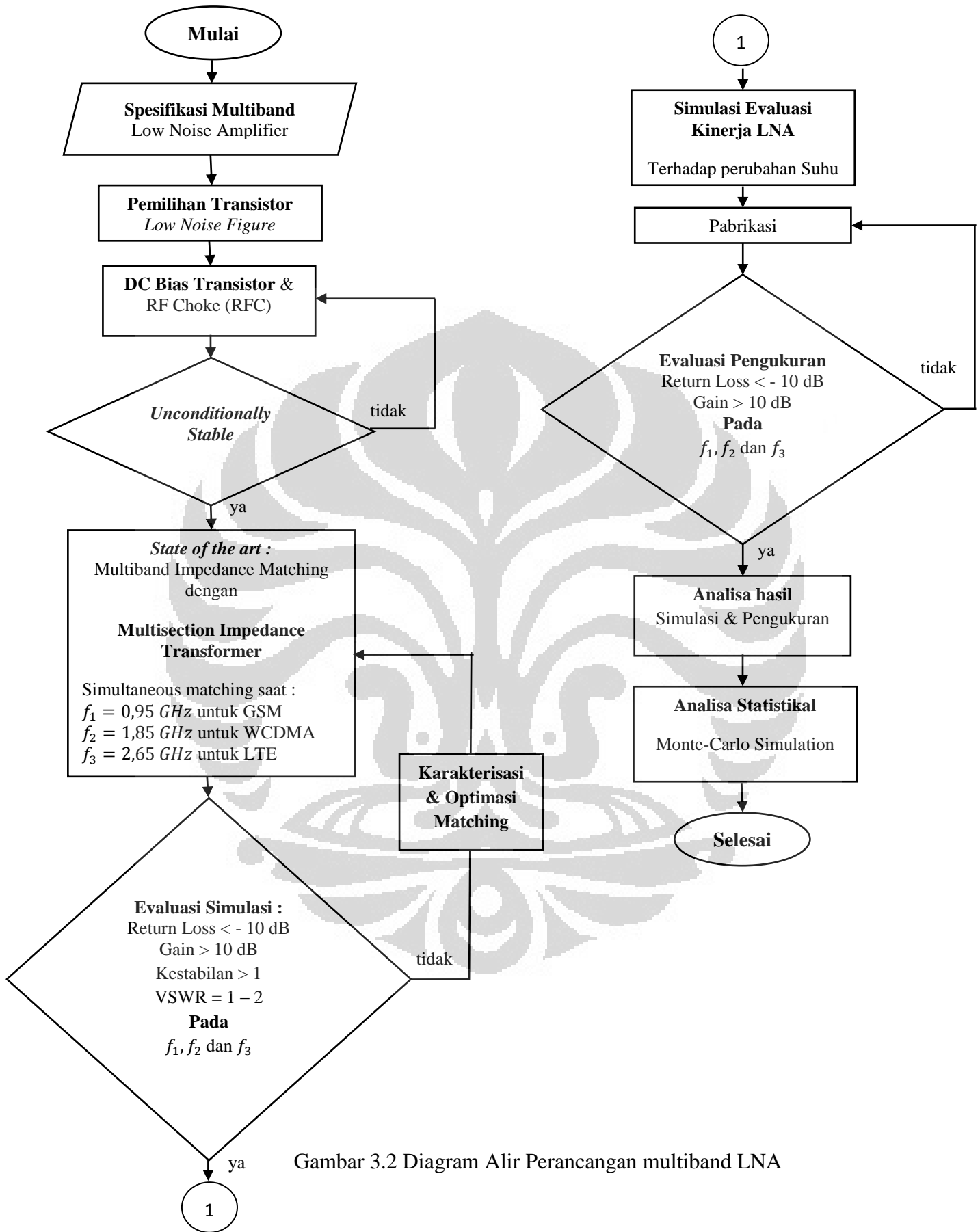
c. Evaluasi

Tahapan ini dievaluasi kinerjanya, yang meliputi *gain*, *return loss*, *noise* dan VSWR

Sementara itu, alur perancangan LNA seperti dijelaskan pada sub-bab berikutnya.

3.2 Alur Perancangan

Perancangan *multiband* LNA diperlukan langkah-langkah yang tepat agar didapatkan hasil sesuai dengan yang diharapkan. Alur perancangan ini terlihat pada Gambar 3.2 dimulai dari penentuan spesifikasi-spesifikasi LNA yang diharapkan, diantaranya diantaranya nilai *noise figure*, *gain*, stabilitas tanpa adanya osilasi, selain itu linearitas dan *return loss*. Setelah menentukan spesifikasi LNA yang dirancang, langkah awal yaitu mencari jenis transistor yang memiliki nilai *noise* yang rendah. Setelah diperoleh, kemudian transistor tersebut dibias sehingga mampu bekerja pada titik biasnya.



Gambar 3.2 Diagram Alir Perancangan multiband LNA

Hal selanjutnya yaitu evaluasi kestabilan dari transistor yang dipergunakan. Hal ini penting untuk mencegah transistor berosilasi. Selanjutnya adalah proses pencarian nilai Z_{IN} yang akan dimatching. Pada perancangan *matching* harus dibuat pada tiga frekuensi kerja, pada tesis ini diusulkan penggunaan *multisection transformer*. Selanjutnya dievaluasi kinerja LNA tersebut untuk kemudian dilakukan fabrikasi dan pengukuran. Hal yang terakhir adalah proses analisa hasil yang diperoleh dari pengukuran untuk dibandingkan dengan hasil simulasi.

3.3 Pemilihan Transistor

Pada umumnya pembuatan amplifier menggunakan transistor tipe *silicon bipolar* (BJT) atau *GaAs field effect transistor* (FET). Teknologi *silicon bipolar* lebih matang di bandingkan dengan teknologi GaAs transistor. Transistor *bipolar* mampu menghasilkan *gain* dan daya yang besar pada frekuensi rendah, akan tetapi transistor ini tidak mampu dioperasikan pada frekuensi tinggi (dibatasi hingga 10 GHz). Sedangkan pada GaAs dapat dioperasikan pada frekuensi tinggi bahkan bisa mencapai frekuensi 100 GHz dengan *noise figure* yang kecil. Tabel 3.2 dibawah ini merupakan perbandingan gain dan *noise figure* dari beberapa tipe transistor untuk aplikasi *microwave*.

Tabel 3.2 Perbandingan Gain Dengan Fmin Transistor

Frekuensi (GHz)	GaAs FET		GaAs HJFET		Silikon Bipolar	
	Gain	Fmin	Gain	Fmin	Gain	Fmin
4	20	0.5	-	-	15	2.5
8	16	0.7	-	-	9	4.5
12	12	1.0	22	0.5	6	8.0
18	8	1.2	16	0.9	-	-
36	-	-	12	1.7	-	-
60	-	-	8	2.6	-	-

Pada rancangan LNA ini digunakan transistor NE321S01. Transistor ini merupakan jenis transistor *Super Low Noise Hetero Junction* FET yang dirancang

untuk bekerja pada frekuensi tinggi. Alasan mengapa menggunakan transistor ini adalah karena transistor ini memiliki fitur-fitur sebagai berikut :

- i. Super Low Noise : 0.35 dB pada 12 GHz
- ii. *High gain* = 13.5 dB pada 12 GHz

NE321S01 adalah transistor dengan Teknologi *pseudomorphic Hetero-Junction FET junction* antara Si-doped AlGaAs dan undoped InGaAs sehingga menciptakan karakteristik yang sangat tinggi dalam hal mobilitas elektronnya. Karakteristik eletriknya terlihat pada Tabel 3.3. Secara lebih lengkap pada Lampiran 1.

Tabel 3.3 Karakteristik transistor NE321S01

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE3210S01 S01		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
GA	Associated Gain ¹ , V _{DS} = 2 V, I _D = 10 mA, f = 12 GHz	dB	12	13.5	
NF	Noise Figure ¹ , V _{DS} = 2 V, I _D = 10 mA, f = 12 GHz	dB		0.35	0.45
g _m	Transconductance, V _{DS} = 2 V, I _D = 10 mA	mS	40	55	
I _{DSS}	Saturated Drain Current, V _{DS} = 2 V, V _{GS} = 0 V	mA	15	40	70
V _P	Gate to Source Cutoff Voltage, V _{DS} = 2 V, I _D = 100 μA	V	-0.2	-0.7	-2.0
I _{GSO}	Gate to Source Leakage Current, V _{GS} = -3 V	μA		0.5	10

3.4 DC Bias Transistor

Untuk merancang *mutiband* LNA, tahap pertama adalah memilih transistor sesuai spesifikasi yang disyaratkan. Hal yang harus diperhatikan adalah konsumsi daya yang rendah, *noise figure*, dan *gain*. Transistor yang dipilih adalah NE321S01 *super low noise* dengan DC bias V_{DD} = 5 V, V_D = 1,02 V, V_{DS} = 0,594 V dan I_{DS} = 8,37 mA. Untuk dapat bekerja pada bias tersebut, maka transistor harus dibias dengan nilai komponen yang didapatkan dari pers. (2.7)-(2.9) seperti dibawah ini.

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} \rightarrow R_D = \frac{5 - 1,02 V}{8,37 \cdot 10^{-3}} = 475 \Omega$$

$$V_G = 0 V$$

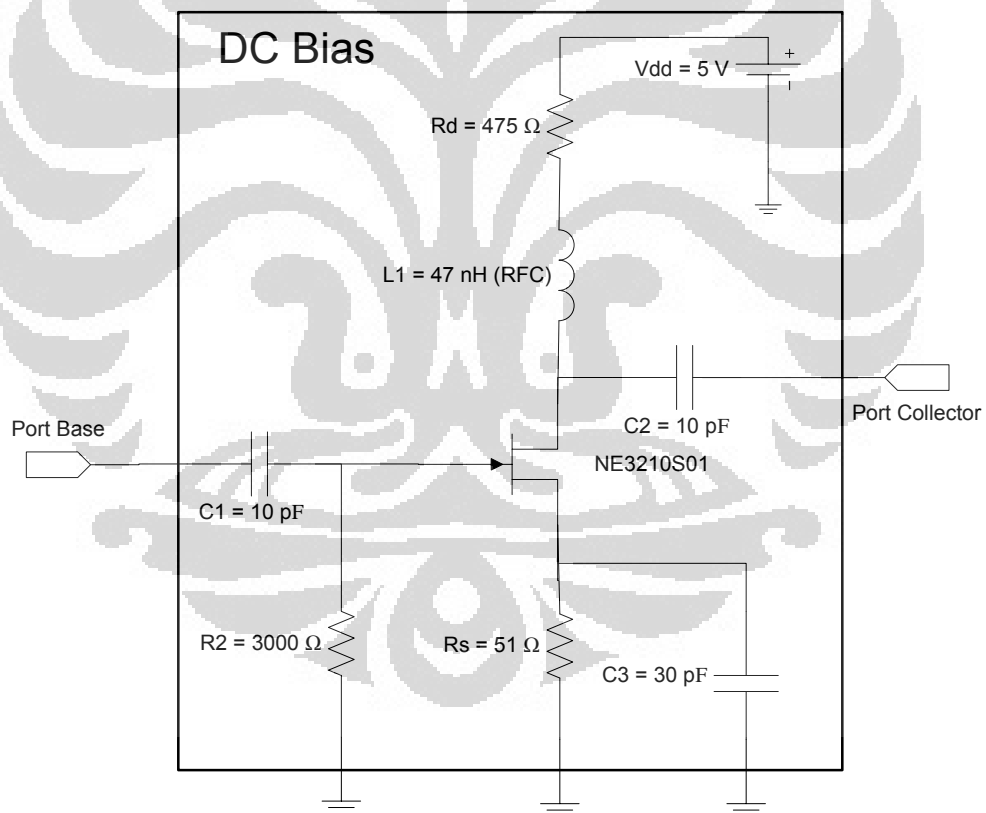
$$R_S = \frac{V_G - V_{GS}}{I_D} \rightarrow R_S = \frac{0 - (-427 mV)}{8,37 \cdot 10^{-3}} \rightarrow R_S = 51 \Omega$$

$$\text{Konsumsi Power} = (V_{DS})(I_{DS}) = (0,594 V)(8,37 mA) = 5 mW$$

Tabel 3.3 menunjukkan nilai lengkap komponen bias sementara rangkaian lengkap biasnya terlihat pada Gambar 3.3.

Tabel 3.4 Komponen Bias Transistor

Komponen	Nilai	Uraian
Vdd	5 V	Sumber DC bias
Rd	475 Ω	Bias
Rs	51 Ω	Bias
R2	3 k Ω	Bias
C3	30 pF	Kapasitor Bypass
C1	10 pF	DC Blok
C2	10 pF	DC Blok
L1	47 nH	RF Choke (RFC)
Pdc	5 mW	<i>Low Power Consumption</i>



Gambar 3.3 Rangkaian lengkap DC bias transistor

3.5 Nilai Z_{IN} dan S_{11} Bias transistor

Sebelum merancang *impedance matching*, maka harus dilihat terlebih dahulu nilai impedansi input dan nilai koefisien refleksinya. Untuk itu, pada sub bab ini akan dilakukan analisa nilai Z_{IN} dan S_{11} .

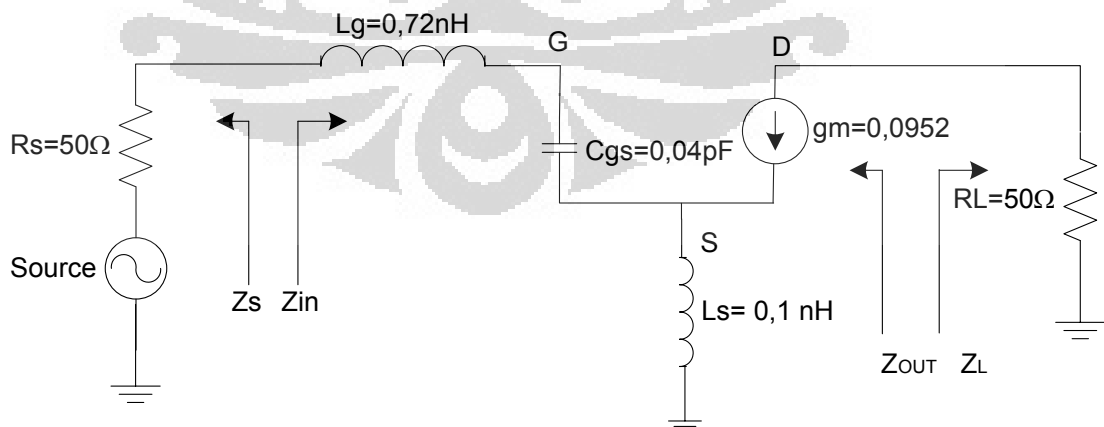
3.5.1 Small signal Z_{IN} dan S_{11}

Dengan mempergunakan nilai small signal pada data sheet transistor NE321S01, nilai komponennya sesuai dengan tabel 3.5.

Tabel 3.5 Komponen Small Signal

Komponen	Nilai	Uraian
g_m	0.0952	Transkonduktansi transistor
C_{gs}	0,04 pF	Kapasitor G-S
L_s	0,1 nH	Induktor pada S
L_g	0,72 nH	Induktor pada G

Gambar 3.4 menunjukan rangkaian Z_{IN} dan S_{11} dengan *small signal*. Dengan mempergunakan pers. (2.21) dan (2.27) maka dapat dihitung nilai Z_{IN} dan S_{11} dengan analisa *small signal* dengan nilai komponen yang terdapat pada Tabel 3.5.



Gambar 3.4 Rangkaian Z_{IN} dan S_{11} NE321S01 dengan small signal

$$Z_{IN} = j\omega(0,82 \text{ nH}) + \frac{1}{j\omega 0,04 \text{ pF}} + \frac{0,0952}{0,04 \text{ pF}} 0,1 \text{ nH}$$

Sementara itu nilai S_{11} memenuhi pers (2.27) diberikan oleh :

$$S_{11} = \frac{(j\omega)^2 + \frac{1}{0,04 \text{ pF}(0,82 \text{ nH})}}{(j\omega)^2 + 2 \frac{j\omega}{(0,82 \text{ nH})} \frac{0,0952}{0,04 \text{ pF}} 0,1 \text{ nH} + \frac{1}{0,04 \text{ pF}(0,82 \text{ nH})}}$$

Dengan nilai Cgd kecil, nilai penguatan tegangan memenuhi pers. (2.33) seperti dibawah ini :

$$|A_V| = \left| \frac{0,0952 \frac{1}{j\omega(0,04 \text{ pF})} 50 \Omega}{j\omega(0,82 \text{ nH}) + \frac{1}{j\omega(0,04 \text{ pF})} + \frac{0,0952}{0,04 \text{ pF}} 0,1 \text{ nH}} \right|$$

Berdasarkan [3] maka nilai *gain* S_{21} memenuhi pers. (2.34) seperti dibawah ini.

$$S_{21} = 2 A_V = 2 \left(\frac{0,0952 \frac{1}{j\omega(0,04 \text{ pF})} 50 \Omega}{j\omega(0,82 \text{ nH}) + \frac{1}{j\omega(0,04 \text{ pF})} + \frac{0,0952}{0,04 \text{ pF}} 0,1 \text{ nH}} \right)$$

3.5.2 Simulasi Nilai Z_{IN} , S_{11} , dan Stability

Untuk mengukur impedansi Z_{IN} pada transistor yang harus dilakukan adalah menempatkan tool Z_{IN} pada rangkaian schematik. Hasil Z_{IN} dan S_{11} pada frekuensi kerja terlihat pada Tabel 3.6 dibawah ini.

Tabel 3.6 Simulasi Nilai Z_{IN} dan S_{11}

freq	Zin1	S(1,1)
950.0 MHz	61.386 - j272.309	0.871 - j0.315
1.850 GHz	52.595 - j148.884	0.686 - j0.455
2.650 GHz	42.537 - j108.143	0.543 - j0.534

Pada tabel tersebut, terlihat nilai Z_{IN} pada tiga buah frekuensi kerja, nilai-nilai Z_{IN} tersebut harus dimatching dengan impedansi sumber $R_S = 50 \Omega$ pada semua frekuensi kerja untuk menghasilkan *return loss* yang kecil $S(21) < -10 \text{ dB}$.

Setelah mengaktifkan taransistor tersebut, maka hal yang selanjutnya adalah mengecek kestabilai tansistor dari nilai S parameter yang diperoleh.

Dari nilai S-paramter, maka dapat diketahui nilai kestabilan sesuai pers. (2.91) dan pers. (2.95a) atau dapat dilihat pada Gambar 3.5.

Nilai K1 pada frekuensi kerja 0,95 GHz terlihat pada perhitungan dibawah ini.

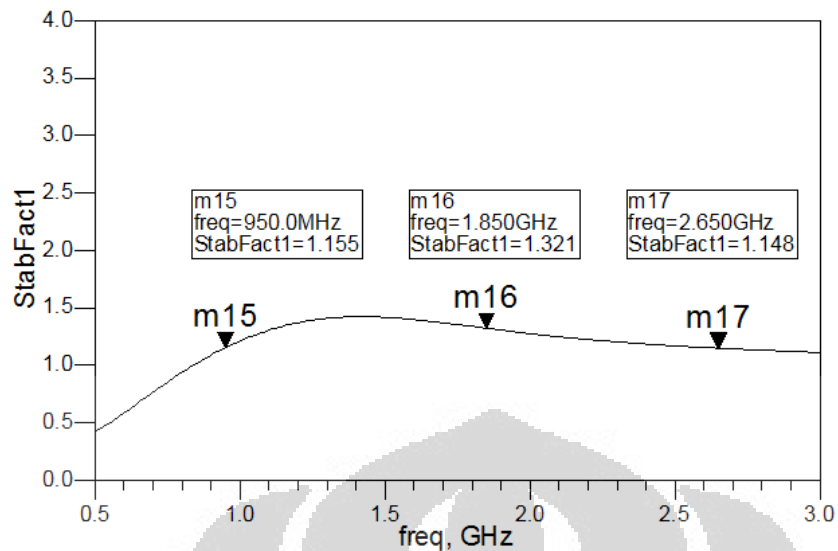
$$\begin{aligned} K_{f_1=0,95 \text{ GHz}} &= \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \\ &= \frac{1 - |0,926|^2 - |0,554|^2 + |(0,926)(0,554) - (3,156)(0,014)|^2}{2|(0,014)(3,156)|} \\ &= 1,155 \end{aligned}$$

Nilai K2 pada frekuensi kerja 1,85 GHz terlihat pada perhitungan dibawah ini.

$$\begin{aligned} K_{f_2=1,85 \text{ GHz}} &= \frac{1 - |0,824|^2 - |0,676|^2 + |(0,824)(0,676) - (2,598)(0,034)|^2}{2|(2,598)(0,034)|} \\ &= 1,321 \end{aligned}$$

Nilai K3 pada frekuensi kerja 2,65 GHz terlihat pada perhitungan dibawah ini.

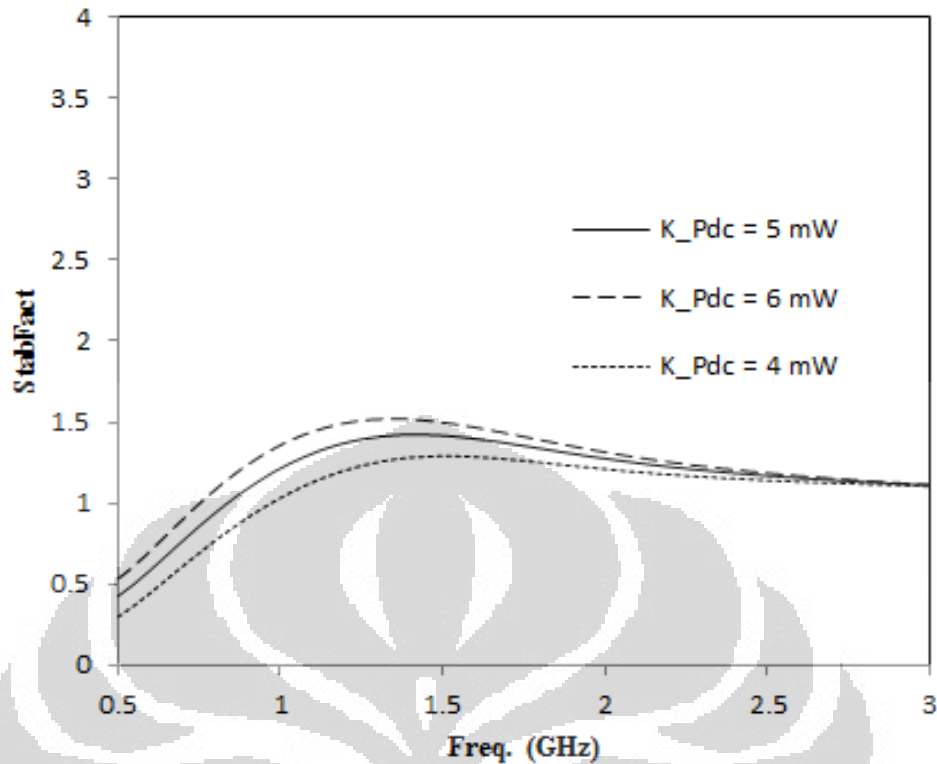
$$\begin{aligned} K_{f_3=2,65 \text{ GHz}} &= \frac{1 - |0,926|^2 - |0,554|^2 + |(0,926)(0,554) - (0,014)(3,156)|^2}{2|(0,014)(3,156)|} \\ &= 1,148 \end{aligned}$$



Gambar 3.5 Kestabilan bias transistor

Baik dari perhitungan maupun hasil simulasi menunjukkan bahwa nilai kestabilan $K > 1$ pada semua frekuensi kerja. Hal ini menunjukkan bahwa bias transistor tersebut dapat digunakan sebagai LNA karena sudah memenuhi kondisi *unconditionally stable*.

Sementara itu, grafik nilai kestabilan dengan berbagai P_{dc} (konsumsi power) terlihat pada Gambar 3.6. Dari Gambar 3.6 terlihat nilai kestabilan semakin tinggi dengan meningkatnya P_{dc} , begitu pula sebaliknya. Kestabilan semakin rendah dengan menurunnya nilai P_{dc} .



Gambar 3.6 Pengaruh P_{DC} terhadap nilai kestabilan

3.6 Multisection Impedance Transformer

Pada transfer daya maksimum diperlukan impedansi beban sama dengan konjugasi kompleks sumber. *Matching* seperti ini disebut dengan *matching konjugasi*. *Matching* ini dapat memaksimalkan daya yang dikirim ke beban, pada saat resonansi, maka nilai Z_{IN} pada rangkaian tersebut memenuhi pers (2.23) dan (2.24).

Salah satu jenis *matching* yang banyak dikembangkan menggunakan *transmission line* yaitu *quarter-wavelength impedance transformer*. Namun pada *quarter-wavelength impedance transformer* hanya akan menghasilkan sebuah frekuensi. Pada perancangan penyesuai impedansi input pada Dualband LNA, agak berbeda jika dibandingkan LNA yang bekerja pada *single band*. Untuk mendapatkan *matching dualband* [2] mengusulkan untuk menggunakan tiga *section impedance transformer* yang difungsikan untuk berkerja pada dua frekuensi, sehingga memperoleh penyesuai input yang dapat menerima kedua frekuensi kerja Sementara itu untuk menghasilkan *multiband impedance matching*

maka dapat dipergunakan multisection *impedance transformer* seperti yang diusulkan [19-22].

Gambar 3.7 Jenis optimasi pada ADS dan substrat mikrotrip

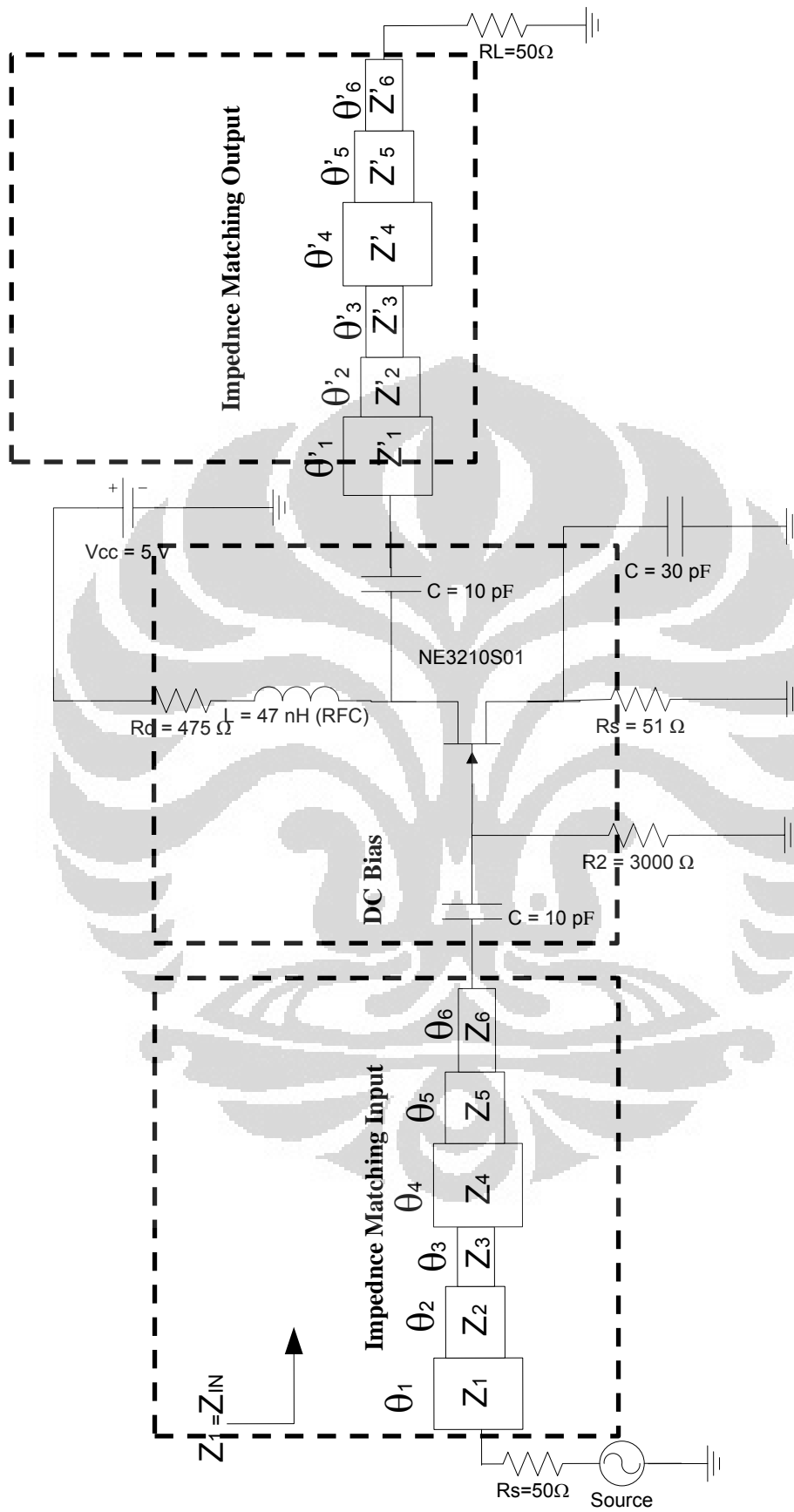
Untuk dapat mencari nilai W dan L pada substrat FR4 dengan $\varepsilon = 4$, $h = 1,6$ mm, dan $\tan\delta = 0,02$ maka dipergunakan **algoritma Quasi-Newton** seperti yang diusulkan oleh [15] seperti yang terlihat pada Gambar 3.9. Sementara itu jumlah *section transformer* (M) minimal 2 kali banyaknya frekuensi *matching* yang diharapkan (N) [15]. Sehingga pada perancangan ini, jumlah *section transformernya* sebanyak 6 buah pada masing-masing sisi seperti terlihat pada Gambar 3.10

Pada saat kondisi *matching* pada *multiband* frekuensi, maka pers. koefisien refleksinya harus memenuhi pers. (2.72) yaitu ;

$$\left. \begin{array}{l} \Gamma\left(\frac{f}{f_0}, \theta_0, Z_L(f), Z_1, Z_2, Z_3\right) \Big|_{f_1=0,95 \text{ GHz}} \\ \Gamma\left(\frac{f}{f_0}, \theta_0, Z_L(f), Z_1, Z_2, Z_3\right) \Big|_{f_2=1,85 \text{ GHz}} \\ \Gamma\left(\frac{f}{f_0}, \theta_0, Z_L(f), Z_1, Z_2, Z_3\right) \Big|_{f_3=2,65 \text{ GHz}} \end{array} \right\} = 0$$

Pada tabel 3.7 ditunjukkan nilai W dan L dari impedansi transformer hasil **algoritma Quasi-Newton** hasil ini merupakan hasil awal, jadi masih memerlukan karakterisasi lebih lanjut.

Nilai W dan L yang dioptimasi langsung bentuk dimensi panjang dan lebar bukan berbentuk Z_0 dan θ , karena untuk mempermudah proses karakterisasi, selain itu, nilai apabila dipergunakan nilai Z_0 dan θ maka hanya dapat bekerja pada satu frekuensi saja.



Gambar 3.8 Rangkaian Lengkap Multiband LNA

Nilai impedansinya memenuhi persamaan dibawah ini :

$$Z_{IN} = Z'_1 = Z_1 \frac{Z'_2 + jZ_1 \tan(\theta_1)}{Z_1 + jZ'_2 \tan(\theta_1)}$$

Dengan :

$$Z'_2 = Z_2 \frac{Z'_3 + jZ_2 \tan(\theta_2)}{Z_2 + jZ'_3 \tan(\theta_2)}$$

$$Z'_3 = Z_3 \frac{Z'_4 + jZ_3 \tan(\theta_3)}{Z_3 + jZ'_4 \tan(\theta_3)}$$

$$Z'_4 = Z_4 \frac{Z'_5 + jZ_4 \tan(\theta_4)}{Z_4 + jZ'_5 \tan(\theta_4)}$$

$$Z'_5 = Z_5 \frac{Z'_6 + jZ_5 \tan(\theta_5)}{Z_5 + jZ'_6 \tan(\theta_5)}$$

$$Z'_6 = Z_6 \frac{Z_L + jZ_6 \tan(\theta_6)}{Z_6 + jZ_L \tan(\theta_6)}$$

Dan nilai :

$$Z_L = j\omega(0,82 \text{ nH}) + \frac{1}{j\omega 0,04 \text{ pF}} + \frac{0,0952}{0,04 \text{ pF}} 0,1 \text{ nH}$$

Tabel 3.7 Hasil Optimasi W dan L Impedansi Transformer

Transmission Line Input	W (lebar) (mm)	L (panjang) (mm)	Transmission Line Output	W'(lebar) (mm)	L'(panjang) (mm)
TL1	4	19	TL'1	0,5	18
TL2	4,5	19	TL'2	0,5	1,53
TL3	20	20	TL'3	20	1,45
TL4	11,6	19	TL'4	0,5	13
TL5	1,8	19	TL'5	16,6	3,1
TL6	0,5	19	TL'6	0,5	7,5

Setelah diperoleh dimensi W dan L kemudian dilakukan simulasi dengan menggunakan perangkat ADS. Hasil simulasi menunjukan nilai *return loss*nya seperti yang ditunjukkan pada Tabel 3.8.

Tabel 3.8 Hasil simulasi return loss awal

Hasil Awal			Tujuan		
Marker	Frekuensi (GHz)	RL (dB)	Marker	Frekuensi (GHz)	RL (dB)
m1	0,964	-25,086	f1	0,95	< -10 dB
m2	1,915	-13,789	f2	1,85	< -10 dB
m3	2,723	-12,563	f3	2,65	< -10 dB

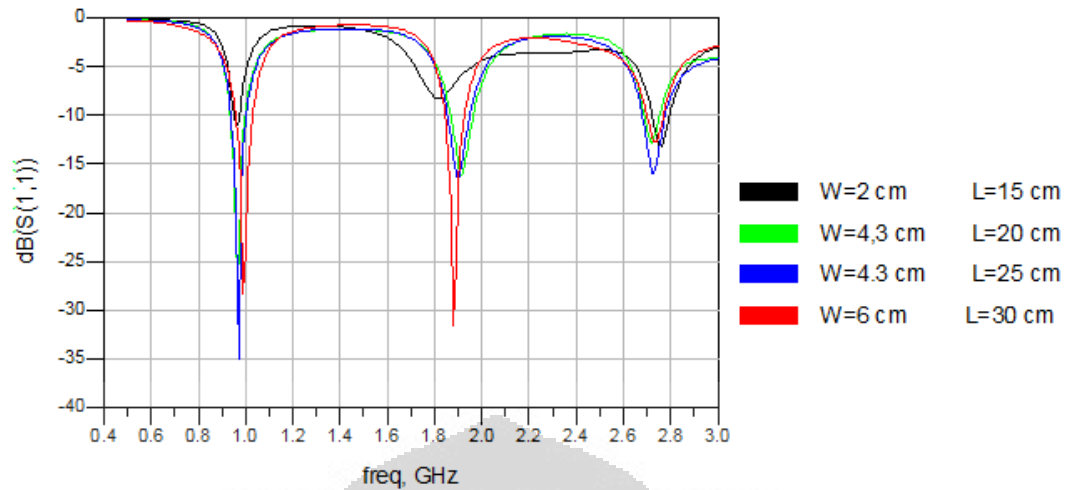
Tabel 3.9 menunjukkan hasil frekuensi resonansi yang tidak sesuai dengan harapan yaitu 0,964 GHz. Pergeseran ini dapat disebabkan karena faktor pembulatan pada saat perhitungan maupun simulasi. Meskipun demikian, karena frekuensi resonansi hasil simulasi sudah mendekati frekuensi resonansi yang diharapkan, maka dapat dilakukan karakterisasi untuk menentukan dimensi dengan hasil yang paling optimum.

3.6.1 Karakterisasi Transmission Line 1 (TL1)

Karakterisasi dimensi dilakukan untuk mengetahui pengaruh perubahan lebar dan panjang terhadap frekuensi resonansi. Parameter yang divariasikan dalam proses ini adalah W dan L. Sementara nilai yang lainnya mengikuti ukuran pada Tabel 3.9 yang merupakan ukuran awal hasil proses algoritma Quasi-Newton.

Tabel 3.9 Karakterisasi TL1

Transmission Line Input	W (lebar) (mm)	L (panjang) (mm)
TL1	Karakterisasi	
TL2	4,5	19
TL3	20	20
TL4	11,6	19
TL5	1,8	19
TL6	0,5	19



Gambar 3.9 Hasil karakterisasi TL1

Gambar 3.9 menunjukkan hasil simulasi untuk karakterisasi TL1, dimana ada proses perubahan lebar (W) dan panjang (L). Terlihat bahwa semakin lebar akan semakin menjadikan beresonansi. Pada grafik, terjadi pergeseran frekuensi kerja. Frekuensi resonansi yang diharapkan, yaitu 0,95 GHz, 1,85 GHz, dan 2,65 GHz, masih belum muncul. Parameter yang paling mendekati frekuensi kerja yang diharapkan adalah saat W (lebar) = 4,3 mm begitu pula dengan parameter panjang (L) yang paling sesuai untuk diterapkan pada optimasi berikutnya adalah yang memiliki panjang = 20 mm. Untuk hasil karakterisasi *mickrotrip* yang lain terdapat pada lampiran 2.

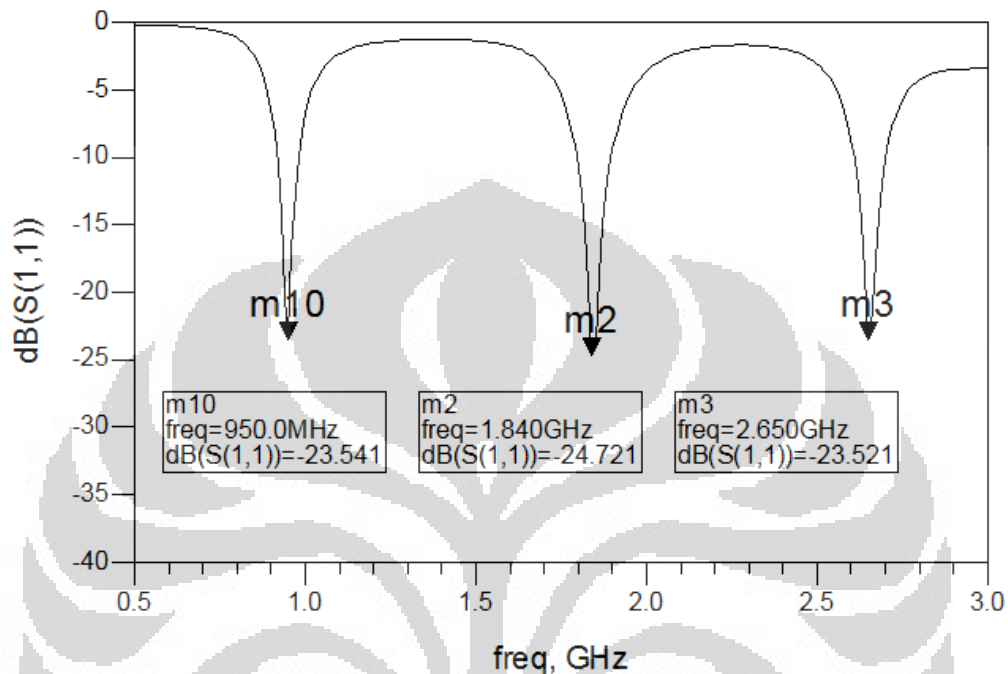
3.7 Return Loss Setelah Karakterisasi

Pada subab ini akan menyajikan hasil simulasi dengan dimensi *transformer* setelah karakterisasi, perbandingan dimensi transformer terlihat pada tabel 3.10.

Tabel 3.11 Dimensi Setelah Karakterisasi

Transmission Line	Setelah Karakterisasi	
	W(lebar) (mm)	L(panjang) (mm)
TL1	4,3	20
TL2	4,5	20
TL3	20	20

TL4	10,8	19,3
TL5	2,3	20
TL6	0,5	20



Gambar 3.10 Hasil setelah karakterisasi

Pada Gambar 3.10 menunjukkan keterangan hasil simulasi terakhir yang didapatkan. Terlihat bahwa secara simulasi, LNA ini telah memiliki nilai *multiband return loss* pada frekuensi 0,95 GHz, 1,85 GHz, dan 2,65 GHz yang sesuai dengan standar seperti yang telah disebutkan pada awal Bab 3. Hasil simulasi yang didapatkan ini sudah bersesuaian dengan tujuan yaitu mendapatkan standar *return loss* < -10 dB. Pada bab selanjutnya akan dilakukan proses evaluasi kinerja dari *multiband* LNA.

BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISA

4.1 Kinerja Rangkaian Multiband LNA

Pada bagian ini akan dibahas kinerja dari *Multiband* LNA yang didesain menggunakan software ADS untuk kemudian dianalisa kinerjanya. Sebagai perbandingan ditampilkan data dari penelitian yang telah dilakukan peneliti lain. Hasil pertama kali yang akan ditampilkan yaitu simulasi *return loss* S_{11} karena akan menunjukkan frekuensi kerja LNA tersebut, selanjutnya menampilkan nilai Gain S_{21} yang merupakan nilai *gain* LNA tersebut yang disertai nilai kestabilannya. Setelah itu, maka selanjutnya menampilkan nilai VSWR dengan nilai Z_{IN} untuk mengetahui sejauh mana *impedance matching* yang dihasilkan. Tahapan selanjutnya adalah menampilkan nilai *Noise Figure*. Pada *noise figure* ini juga disertakan analisa perubahan *noise* yang terjadi terhadap perubahan nilai $\tan\delta$. Langkah selanjutnya adalah fabrikasi.

Setelah itu, LNA 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 2 parameter LNA yang diukur pada penelitian ini, yaitu S_{11} dan S_{21} . Parameter LNA dilakukan melalui pengukuran *port* ganda, karena LNA memiliki 2 *port* yaitu *port input* (*port 1*) dan *port output* (*port 2*).

Pada pengukuran *port* ganda ini, LNA yang telah difabrikasi diukur dengan menggunakan Network Analyzer. LNA 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} dan S_{21} . Hasil-hasil tersebut pula akan ditampilkan perubahan kinerjanya terhadap perubahan suhu, mulai dari suhu ruangan 25°C hingga suhu ekstrim 200°C.

4.2 Monte-Carlo Yield-Analysis

Selain dilakukan pengukuran, untuk mendapatkan kinerja yang baik dengan semua variasi toleransi rangkaian, maka diperlukan sebuah simulasi yang melibatkan ketidakakuratan. Jenis simulasi ini sering disebut sebagai *Yield Analysis*. Sehingga *behavior* dari rangkaian tersebut dapat diketahui, apabila akan dilakukan proses pabrikasi [41].

Metode *Monte-Carlo Yield-Analysis* telah banyak digunakan dan dapat diterima sebagai alat untuk memperkirakan hasil. Untuk menghitung jumlah percobaan/*sample/iterasi* yang diperlukan pada *Monte-Carlo Yield-Analysis* maka dapat digunakan persamaan (2.108) [41].

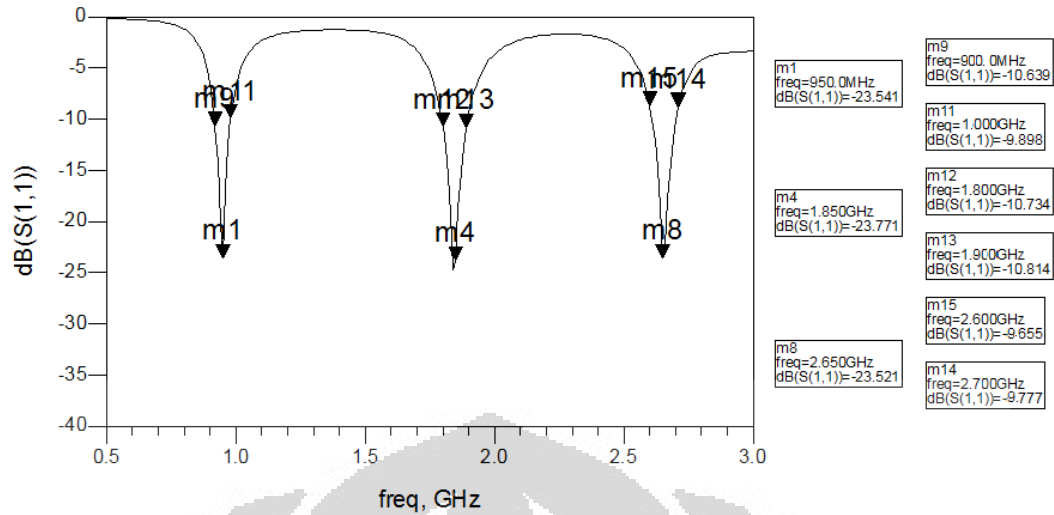
$$N = \left(\frac{C_\sigma}{E}\right)^2 Y(1 - Y) = \left(\frac{2}{0.03}\right)^2 (0.95)(1 - 0.95) = 212$$

Jadi banyaknya percobaan yang dilakukan yaitu 212 kali iterasi. Dengan kepercayaan sebesar 95.4% , *error* sebesar $\pm 3\%$, dan estimasi hasil 95 % [17].

4.3 Hasil dan Analisa Return Loss S_{11}

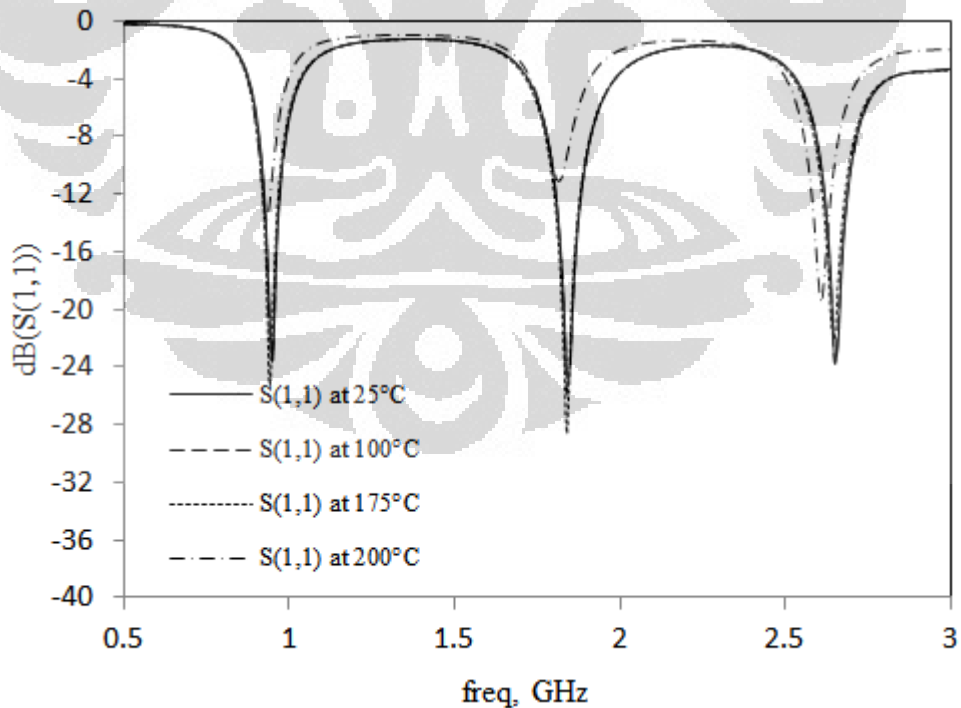
Hasil simulasi *return loss* S_{11} rangkaian *multiband* LNA tampak pada Gambar 4.1. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian *multiband* LNA mampu beroperasi pada tiga frekuensi yang berbeda. Pada frekuensi GSM, nilai S_{11} pada 900 MHz sebesar -10,6 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar -23,5 dB dan pada batas frekuensi atasnya sebesar -9,8 dB. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai S_{11} pada 1,8 GHz sebesar -10,7 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar -23,7 dB dan pada batas frekuensi atasnya sebesar -10,8 dB. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai S_{11} pada 2,6 GHz sebesar -9,6 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar -23,5 dB dan pada batas frekuensi atasnya sebesar -9,7 dB

Nilai *return loss* yang kecil mengakibatkan *transmissi power* ke LNA dari sumber berjalan lebih optimal. Dari hasil simulasi tersebut, dapat disimpulkan bahwa LNA dapat bekerja pada frekuensi yang diinginkan dengan bandwidth masing-masing sebesar 100 MHz.



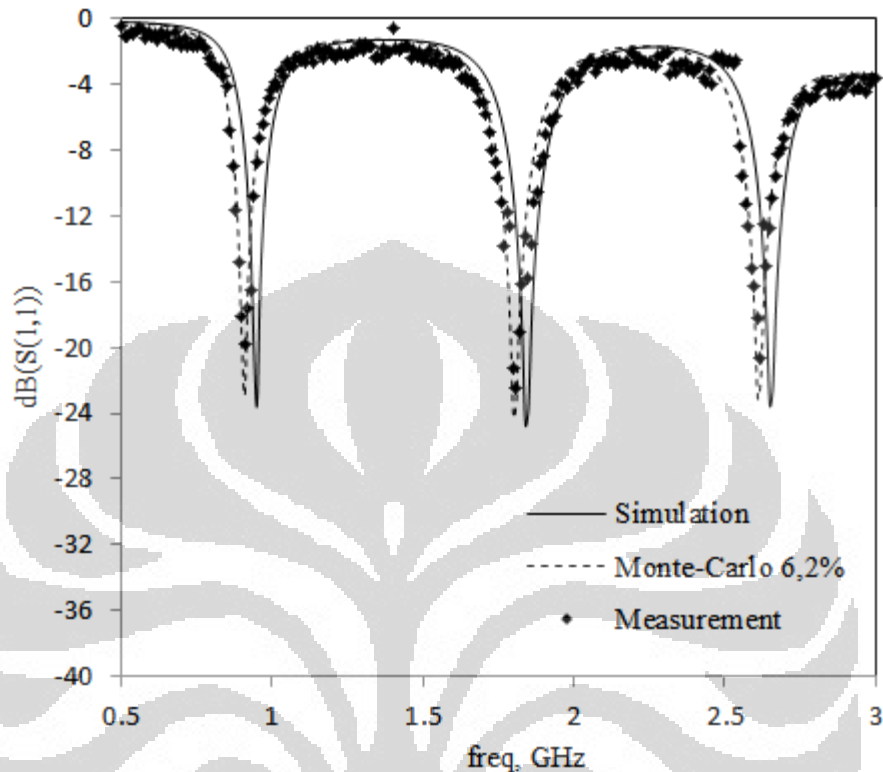
Gambar 4.1 Hasil return loss S_{11}

Pada Gambar 4.2 menampilkan hasil simulasi *return loss* terhadap perubahan suhu, pada Gambar tersebut terlihat bahwa nilai S_{11} tidak mengalami perubahan yang signifikan pada suhu 25°C, 100°C, dan 175°C. Sementara itu pergeseran frekuensi kerja terjadi saat LNA tersebut bekerja pada suhu 200°C.



Gambar 4.2 Hasil return loss S_{11} terhadap perubahan suhu

Pada Gambar 4.3 menampilkan hasil pengukuran dibandingkan dengan hasil simulasi dan saat dimensi divariasikan dengan monte-carlo simulation.



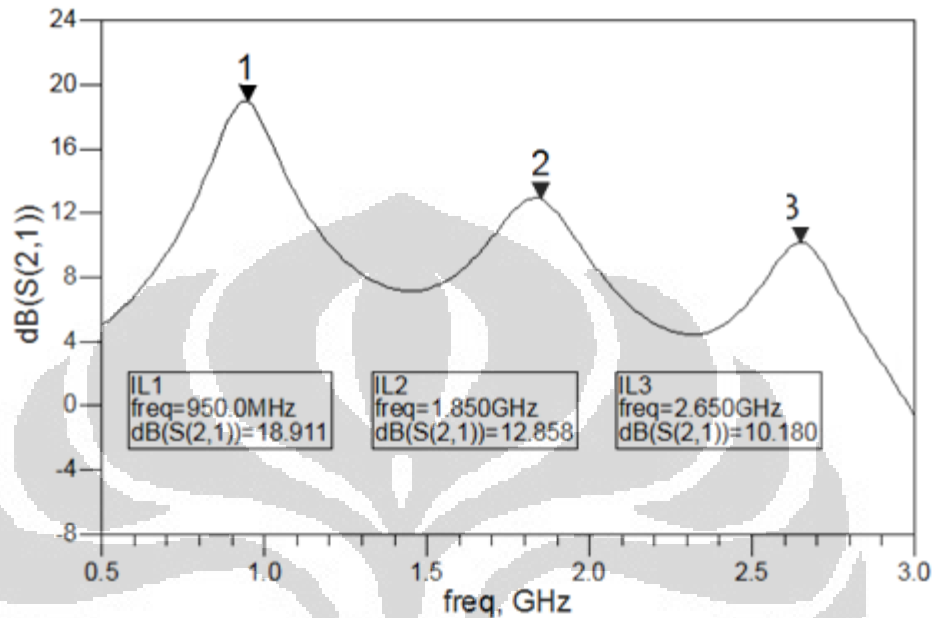
Gambar 4.3 Hasil pengukuran dan simulasi return loss S_{11}

Gambar 4.3. menunjukkan hasil pengukuran return loss. Pada frekuensi GSM, nilai S_{11} pada 885 MHz sebesar -10,3 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar -21,4 dB dan pada batas frekuensi atasnya sebesar -9,8 dB. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai S_{11} pada 1,790 GHz sebesar -10,6 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar -22,1 dB dan pada batas frekuensi atasnya sebesar -10,6 dB. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai S_{11} pada 2,580 GHz sebesar -9,9 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar -20,5 dB dan pada batas frekuensi atasnya sebesar -10,1 dB.

Hasil ini memperlihatkan bahwa frekuensi kerja LNA tersebut mengalami pergeseran antara 10 – 15 MHz. Selain itu, apabila disimulasikan dengan monte-carlo simulation maka yang paling mendekati saat memiliki variasi sebesar 6,2 %. Lebih dari itu, maka akan terjadi pergeseran yang signifikan.

4.4 Hasil dan analisa S_{21} Gain

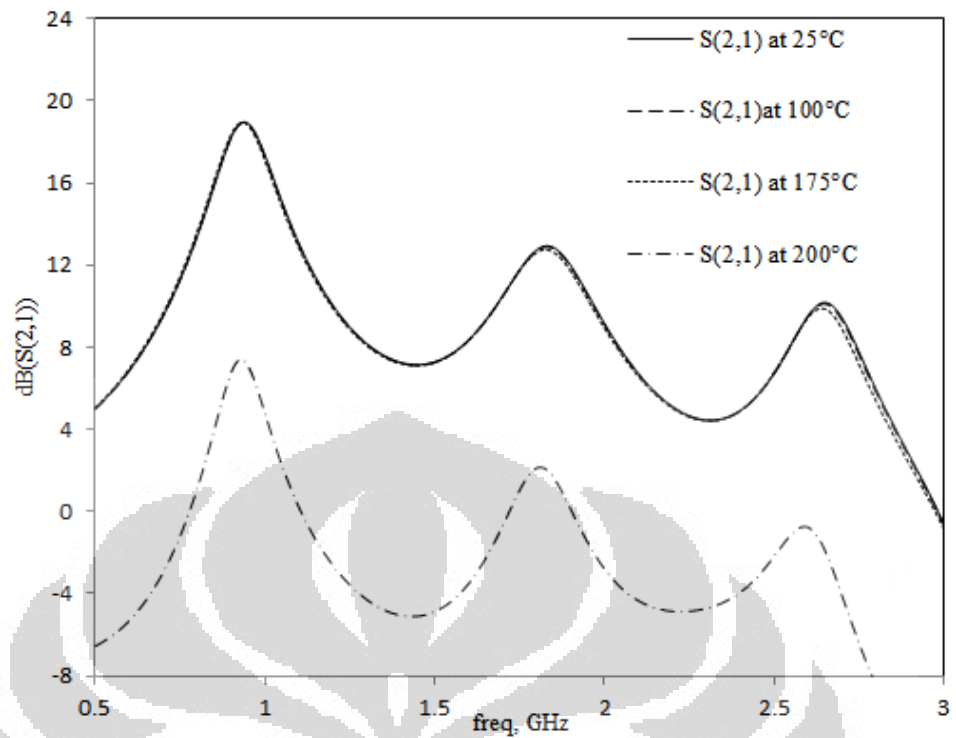
Hasil simulasi S_{21} rangkaian multiband LNA tampak pada Gambar 4.4 dibawah ini,



Gambar 4.4 Hasil S_{21} Gain

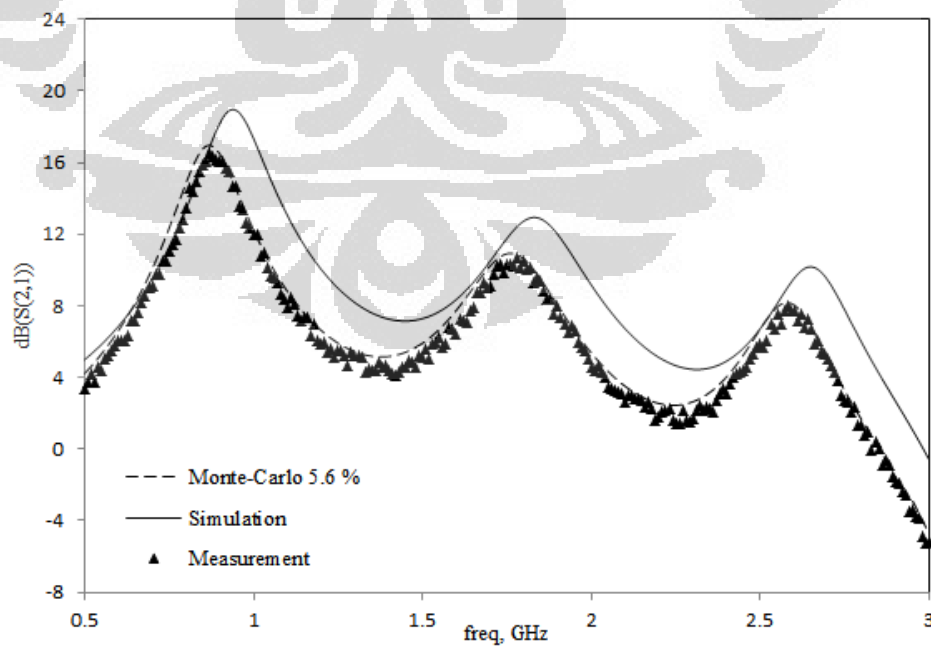
Pada Gambar 4.4. menunjukkan hasil pengukuran gain S_{21} . Pada frekuensi GSM, nilai S_{21} pada 950 MHz sebesar 18,9 dB. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai S_{21} pada 1,85 GHz sebesar 12,8 dB. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai S_{21} pada 2,6 GHz sebesar 10,1. Nilai S_{21} pada masing-masing frekuensi telah mencukupi spesifikasi yang diharapkan, yaitu minimal memiliki nilai > 10 dB pada frekuensi kerjanya.

Pada Gambar 4.5 menampilkan hasil simulasi S_{21} terhadap perubahan suhu, pada Gambar tersebut terlihat bahwa nilai S_{21} tidak mengalami perubahan yang signifikan pada suhu 25°C, 100°C, dan 175°C. Sementara itu apabila LNA tersebut bekerja pada suhu 200°C nilai S_{21} nya langsung turun.



Gambar 4.5 Hasil *Gain* S_{21} terhadap perubahan suhu

Pada Gambar 4.6 menampilkan hasil pengukuran dibandingkan dengan hasil simulasi dan hasil simulasi variasi komponen.

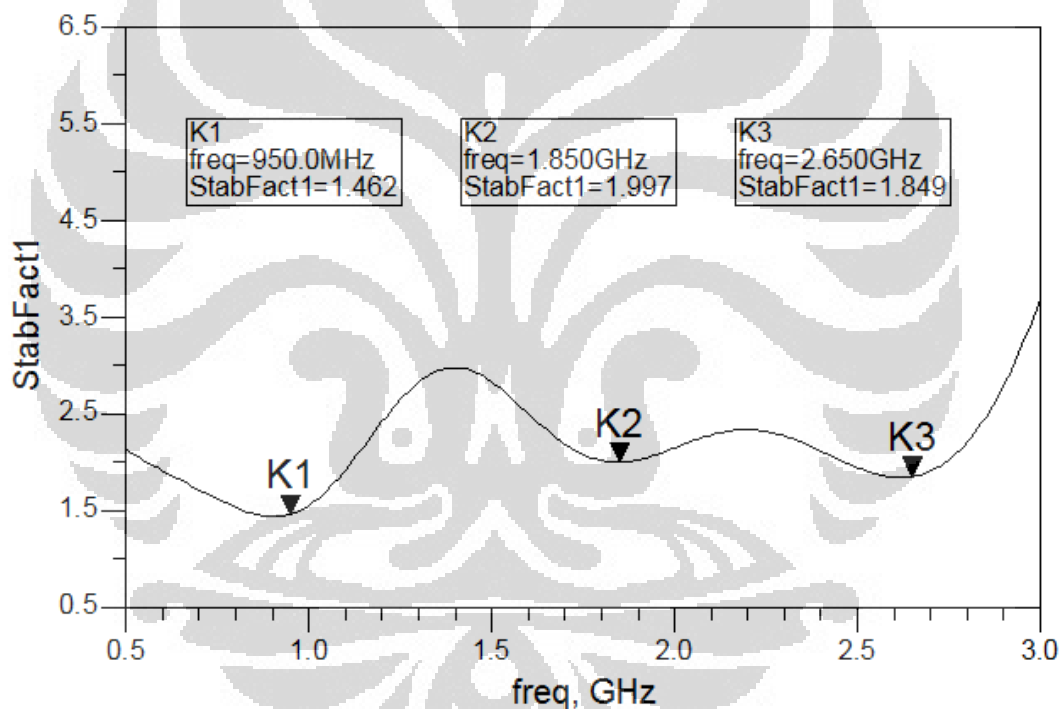


Gambar 4.6 Hasil pengukuran dan simulasi *Gain* S_{21}

Pada Gambar 4.6. menunjukkan hasil pengukuran gain S_{21} . Pada frekuensi GSM, nilai S_{21} pada 920 MHz sebesar 16,8 dB. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai S_{21} pada 1,83 GHz sebesar 11,6 dB. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai S_{21} pada 2,63 GHz sebesar 8.3. Hasil pengukuran menunjukan nilai *gain* yang turun dapat disebabkan rugi rugi akibat penyolderan maupun ketidakidealan konektor yang dipakai.

4.5 Hasil dan analisa Kestabilan (K)

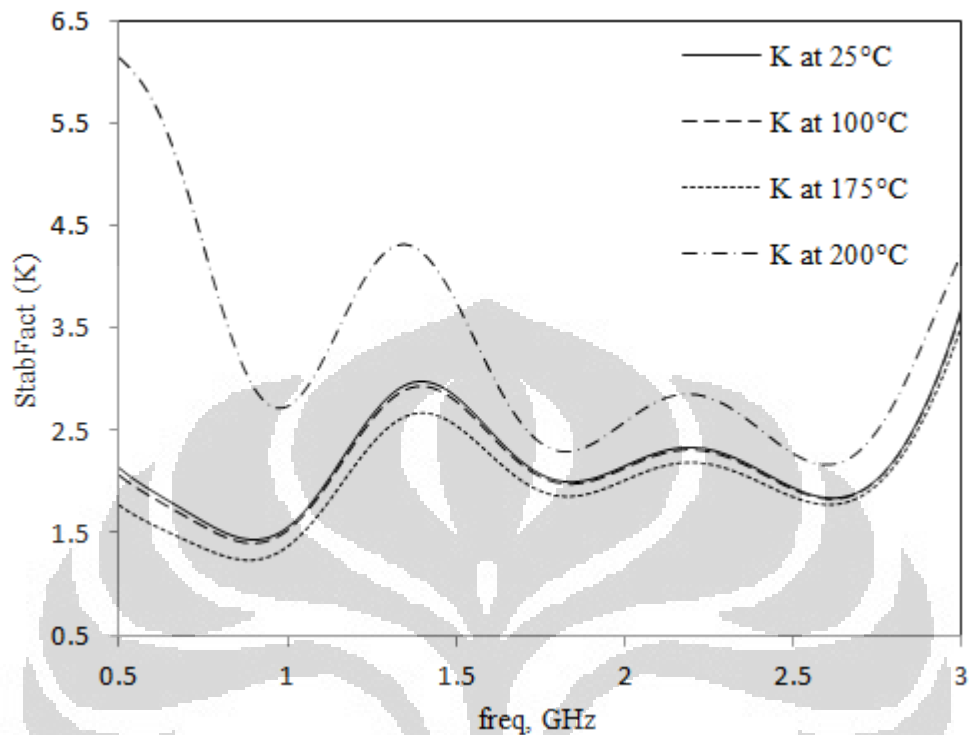
Hasil simulasi kestabilan (K) rangkaian multiband LNA tampak pada Gambar 4.7. Nilai kestabilan ini hanya disimulasikan.



Gambar 4.7 Kestabilan (K)

Nilai kestabilan pada masing-masing frekuensi telah mencapai kondisi *unconditionally stable* yang berarti transistor ini sangat kecil kemungkinan untuk beresilasi hasil simulasi kestabilan (K). Pada frekuensi GSM, nilai K pada 950 MHz sebesar 1,462. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai K pada 1,85 GHz sebesar 1,9. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai K pada 2,65 GHz sebesar 1,8. Nilai ini mencukupi spesifikasi yang diharapkan, yaitu minimal memiliki $K > 1$ pada frekuensi kerjanya. Pada Gambar 4.8 menampilkan hasil kestabilan (K)

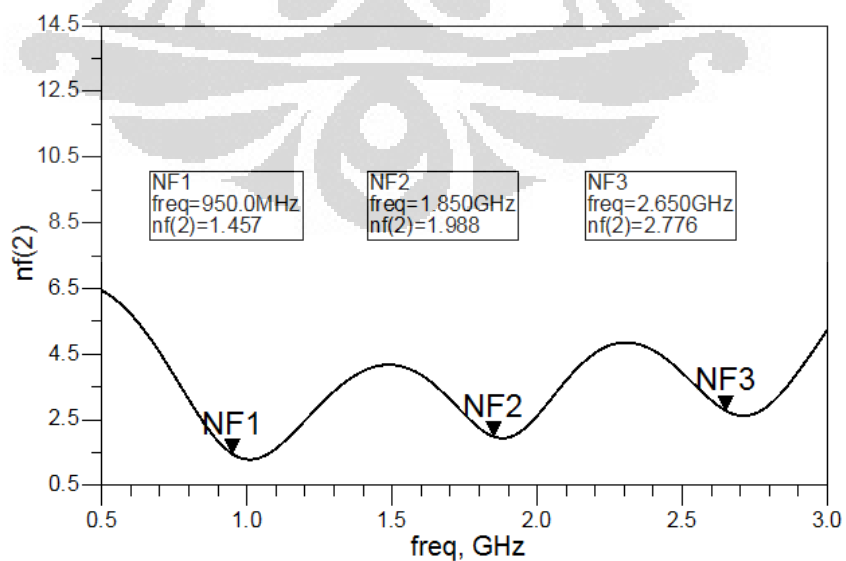
terhadap perubahan suhu, pada gambar tersebut terlihat bahwa kestabilan (K) tidak mengalami perubahan yang signifikan pada suhu 25°C, 100°C, dan 175°C.



Gambar 4.8 Hasil kestabilan (K) terhadap perubahan suhu

4.6 Hasil dan analisa Noise Figure

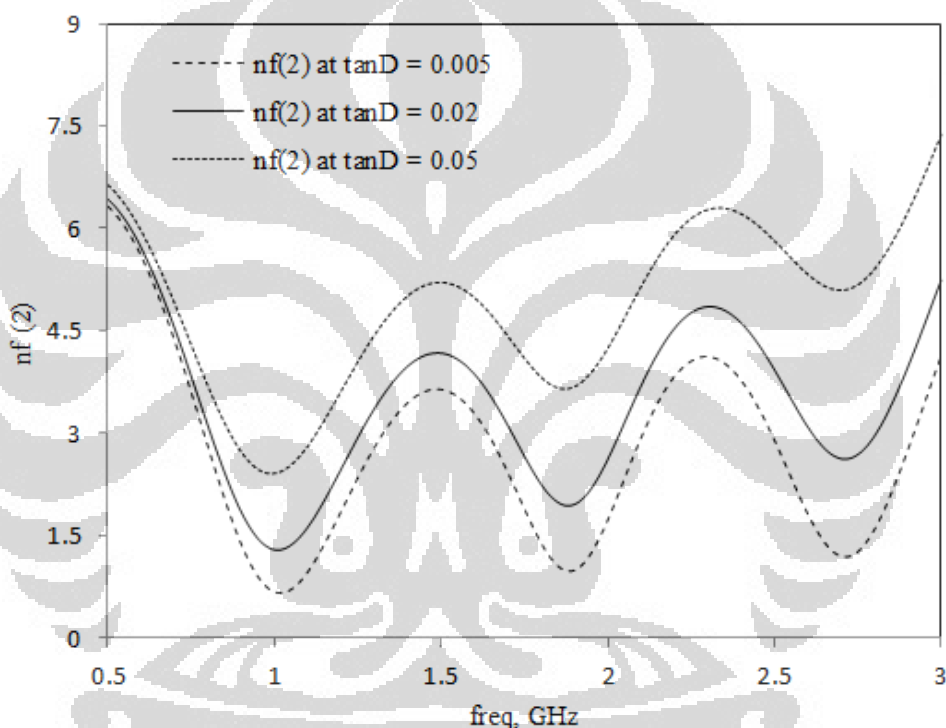
Parameter selanjutnya yang akan diperiksa adalah *noise figure*. Hasil simulasi *noise figure* NF(2) rangkaian *multiband* LNA terlihat pada Gambar 4.9.



Gambar 4.9 Noise Figure NF(2)

Pada frekuensi GSM, nilai NF pada 950 MHz sebesar 1,47. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai NF pada 1,85 GHz sebesar 1,98. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai NF pada 2,65 GHz sebesar 2,77. Nilai *noise figure* pada masing-masing frekuensi telah mencapai kondisi yang dihapkan. Yaitu memiliki *noise figure* < 3 dB pada semua frekuensi kerjanya.

Selain karena faktor *noise* dari transistor, nilai *noise figure* dipengaruhi pula oleh *loss-loss* dielektrik ($\tan D$) dari *microstrip* yang dipergunakan, hal ini dapat dilihat dari hasil simulasi pada Gambar 4.10.

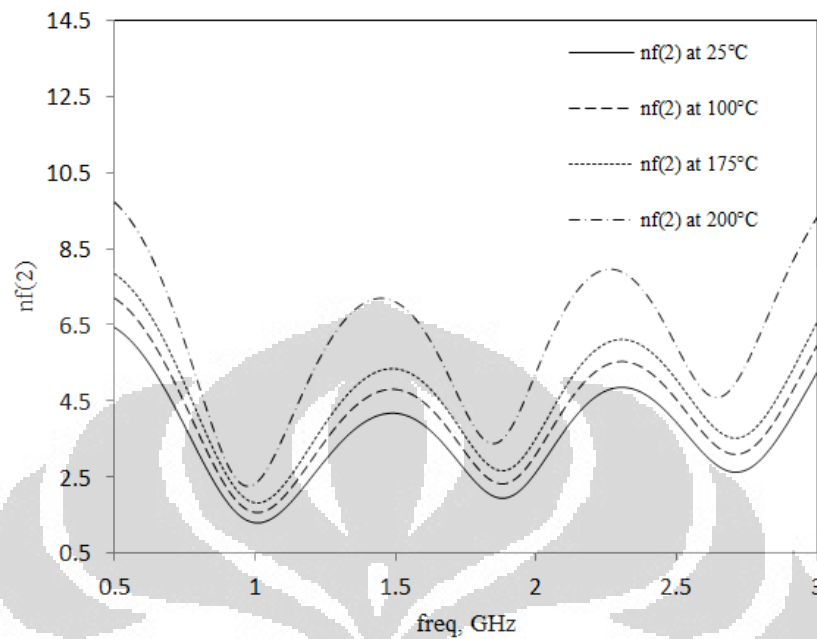


Gambar 4.10 Nilai noise terhadap nilai *dielektrik loss* (Tan D)

Pada frekuensi GSM, WCDMA, maupun LTE, nilai NF sangat dipengaruhi oleh *loss* tangen. Semakin kecil *loss* tangen maka akan mengakibatkan *noise* yang dihasilkan semakin rendah. Sehingga sinyal yang diterimapun kualitasnya semakin baik.

Sementara itu, pada Gambar 4.11 menampilkan hasil *noise figure* $nf(2)$ terhadap perubahan suhu, pada gambar tersebut terlihat bahwa nilai *noise figure* $nf(2)$ mengalami peningkatan yang bertahap mulai pada suhu 25°C, 100°C, dan

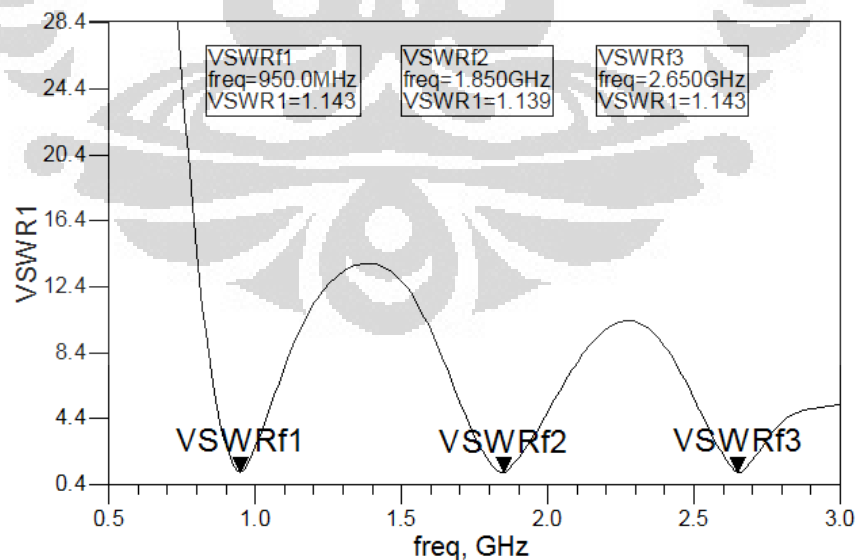
175°C. Sementara itu apabila LNA tersebut bekerja pada suhu 200°C nilai *noise figure* NF(2) langsung mengalami peningkatan.



Gambar 4.11 Hasil nilai noise terhadap perubahan suhu

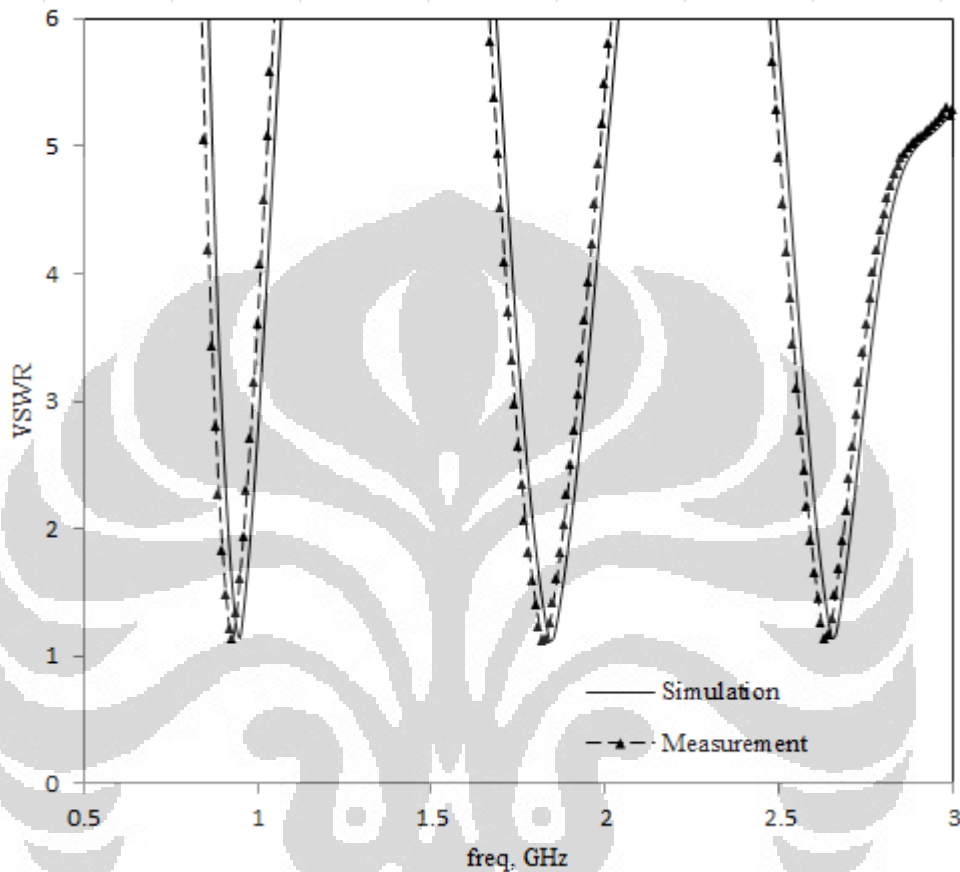
4.7 Hasil dan analisa VSWR

Parameter berikutnya yang akan diperiksa adalah VSWR dari rangkaian multiband LNA, hasilnya sebagaimana terlihat pada Gambar 4.12.



Gambar 4.12 Hasil VSWR

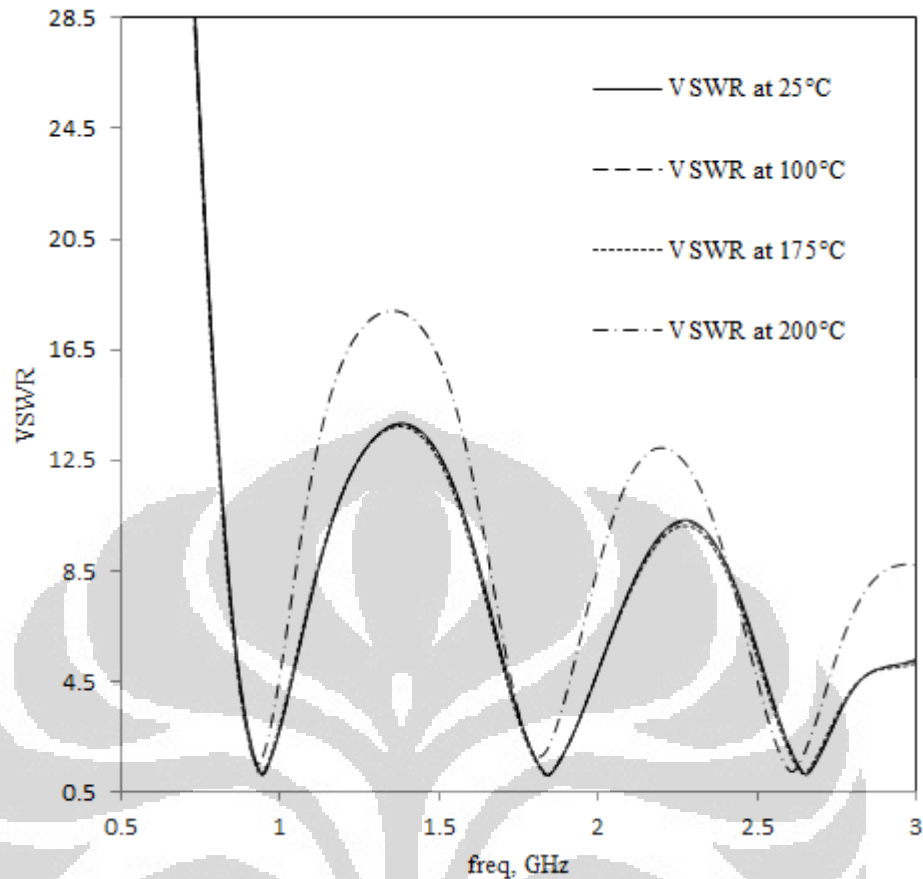
Pada frekuensi GSM, nilai VSWR pada 950 MHz sebesar 1,14. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai VSWR pada 1,85 GHz sebesar 1,13. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai VSWR pada 2,65 GHz sebesar 1,14.



Gambar 4.13 Hasil pengukuran VSWR

Gambar 4.13. menunjukkan hasil pengukuran return loss. Pada frekuensi GSM, nilai VSWR pada 885 MHz sebesar 2.2 sementara pada frekuensi tengahnya sebesar 1.1 dan pada batas frekuensi atasnya sebesar 2.1. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai VSWR pada 1,790 GHz sebesar 2.2 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar 1.2 dan pada batas frekuensi atasnya sebesar 2.1. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai VSWR pada 2,580 GHz sebesar 2.1 sementara pada frekuensi tengahnya sebesar 1.1 dan pada batas frekuensi atasnya sebesar 2.1 dB.

Nilai VSWR masing-masing frekuensi telah mencapai kondisi yang diharapkan, yaitu memiliki nilai antara 1 – 2 pada semua frekuensi kerja LNA *multiband* tersebut.



Gambar 4.14 VSWR terhadap perubahan suhu

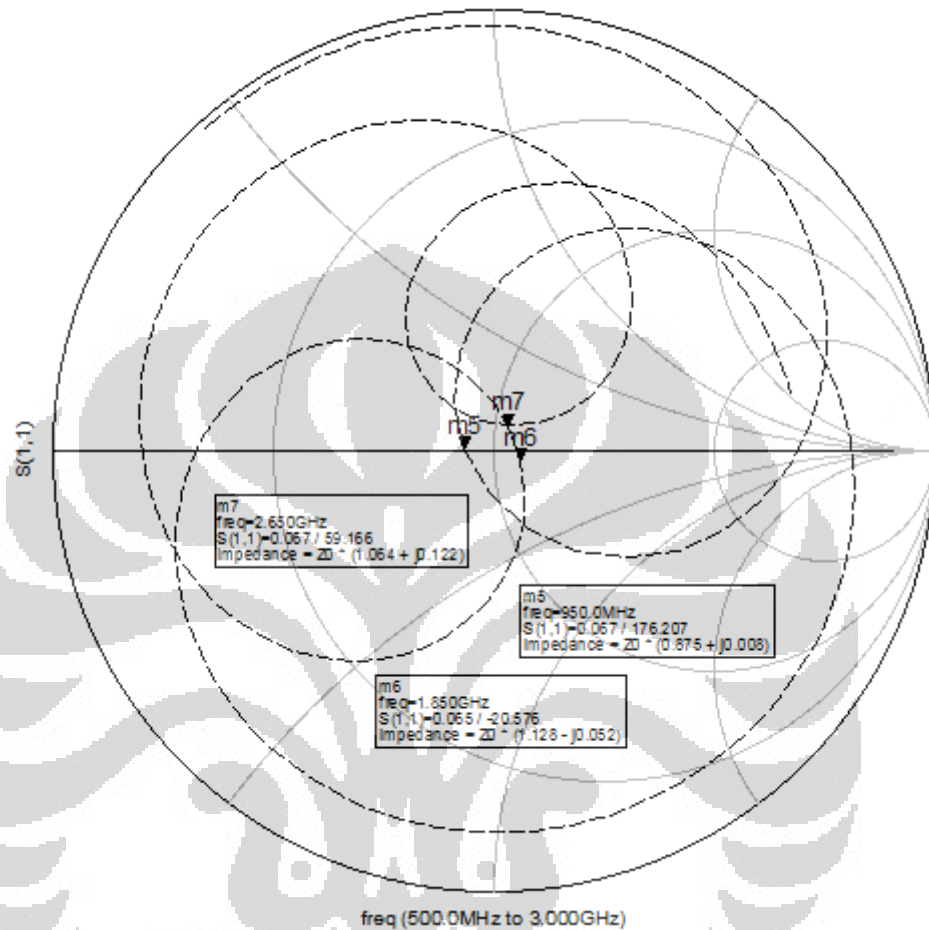
Pada Gambar 4.14 menampilkan hasil VSWR terhadap perubahan suhu, pada gambar tersebut terlihat bahwa nilai VSWR tidak mengalami peningkatan yang signifikan pada suhu 25°C, 100°C, dan 175°C. Sementara itu apabila LNA tersebut bekerja pada suhu 200°C nilai VSWR langsung mengalami pergeseran. Hal ini beralasan karena nilai VSWR sebanding dengan nilai *return loss*.

4.8 Nilai Z_{IN} dan Group Delay

Parameter berikutnya yang akan diperiksa adalah nilai Z_{IN} seperti terlihat pada Gambar 4.15, selain dengan cara mencari nilai *return loss* dan VSWRnya, nilai gelombang pantul juga dapat diprediksi dari besarnya Z_{IN} yang dihasilkan.

Pada frekuensi GSM, nilai Z_{IN} pada 950 MHz sebesar $43,75+j0,41$. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai Z_{IN} pada 1,85 GHz sebesar $56,4-j2,61$. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai Z_{IN} pada 2,65 GHz sebesar $53,2+j6,1$. Nilai

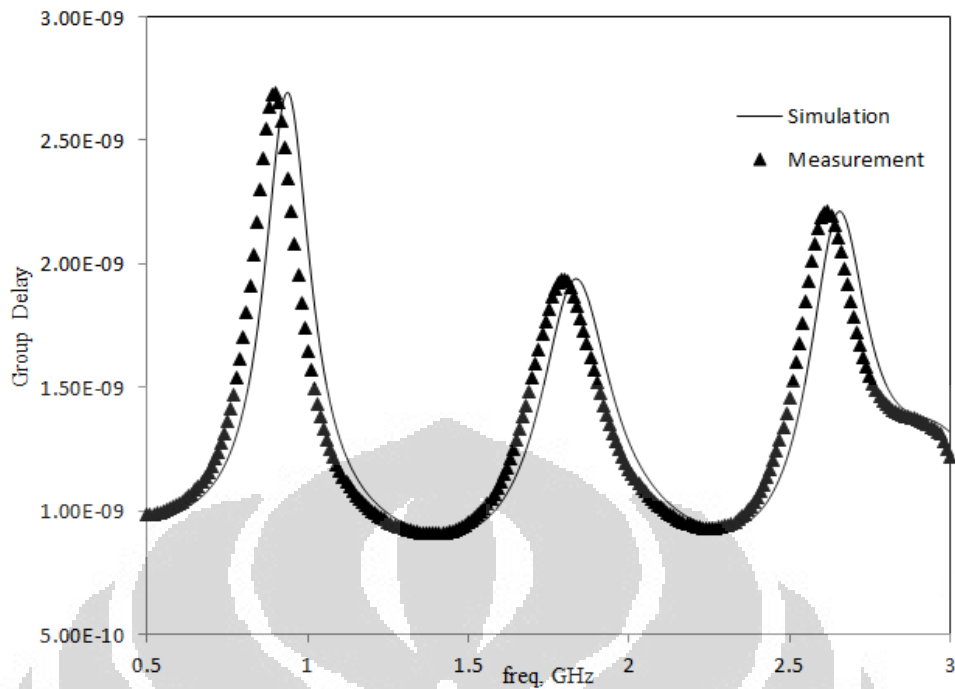
noise figure pada masing-masing frekuensi telah mencapai kondisi yang diharapkan. Yaitu memiliki *noise figure* < 3 dB pada semua frekuensi kerjanya.



Gambar 4.15 Hasil Z_{IN}

Apabila hasil simulasi nilai Z_{IN} semakin mendekati nilai 50 Ω , maka akan semakin meningkatkan kinerja LNA tersebut. Hasil simulasi Z_{IN} terlihat pada Gambar 4.15.

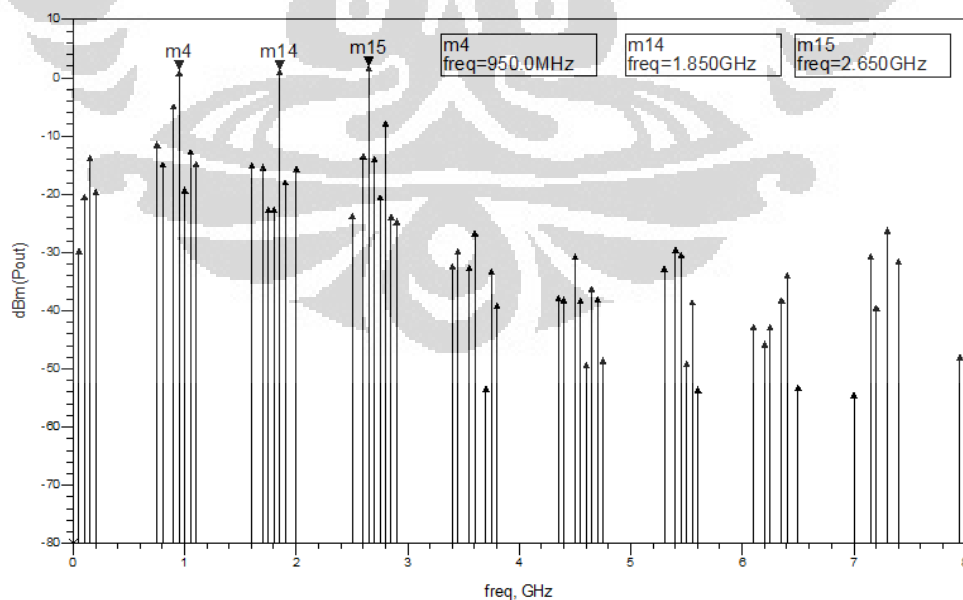
Gambar 4.16 memperlihatkan hasil group delay pada multiband frekuensi. Hasilnya menunjukan nilai pada frekuensi GSM, nilai Group delay pada 950 MHz sebesar 2,7 ns. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai group delay pada 1,85 GHz sebesar 2ns. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai group delay pada 2,65 GHz sebesar 2.3 ns.



Gambar 4.16 Hasil Group Delay

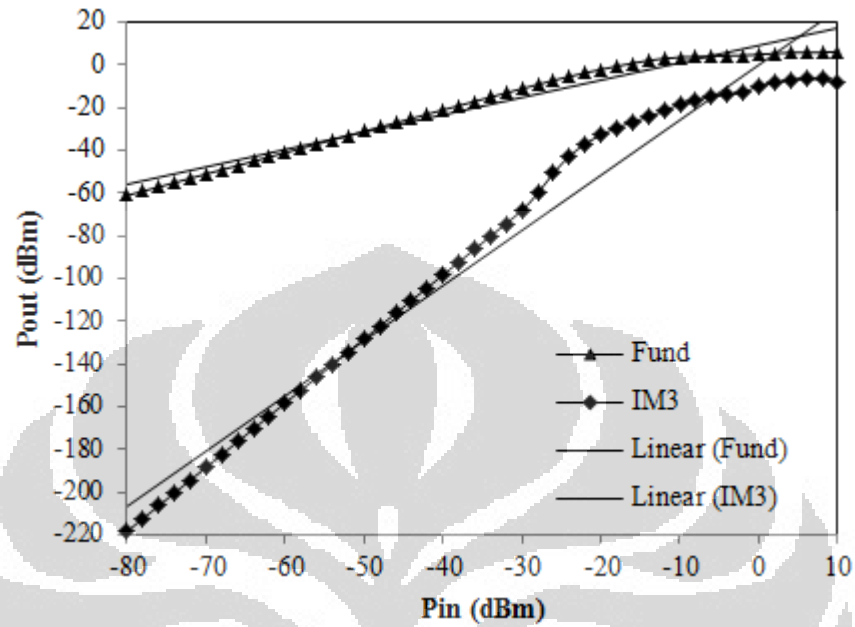
4.9 Hasil Spektrum Output, IIP3 dan Kompresi 1-dB

Pada Gambar 4.17 diperlihatkan spektrum *output* pada *multiband* LNA, terlihat bahwa LNA tersebut bekerja pada *multiband* frekuensi yang berbeda secara simultan.

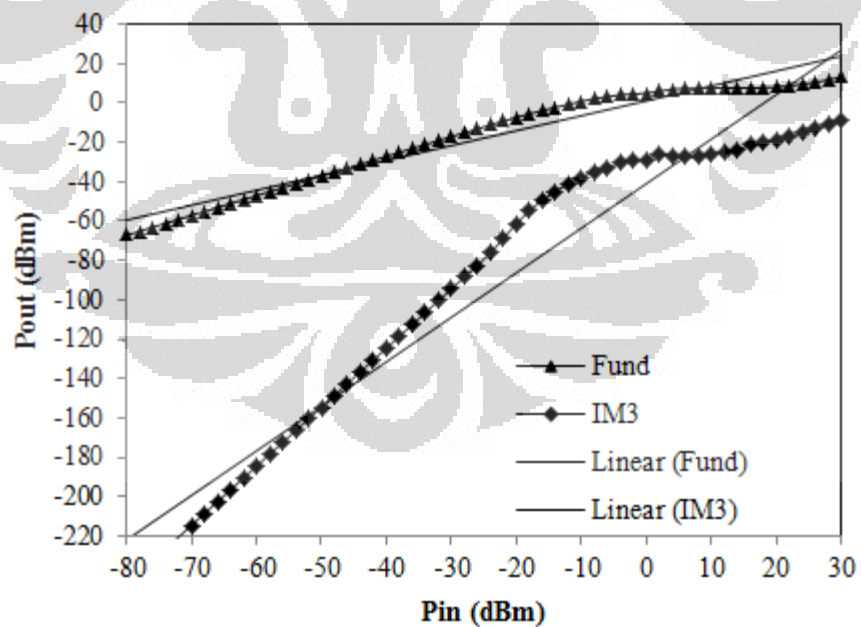


Gambar 4.17 Spectrum Power Output

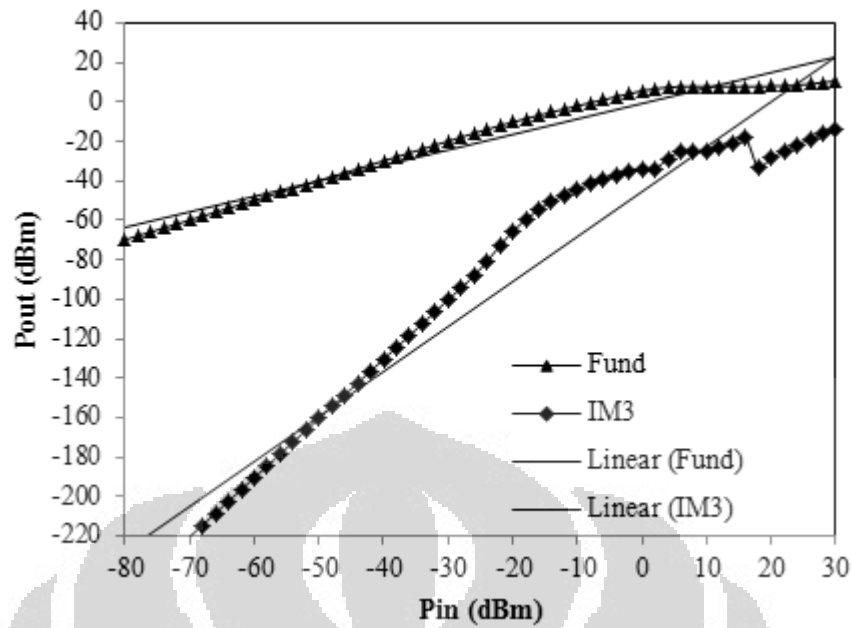
Pada Gambar 4.17 memperlihatkan bahwa LNA tersebut hanya bekerja optimal pada frekuensi 0,95 GHz, 1,85 GHz dan 2,65 GHz.



Gambar 4.18 IIP3 pada GSM 950 MHz

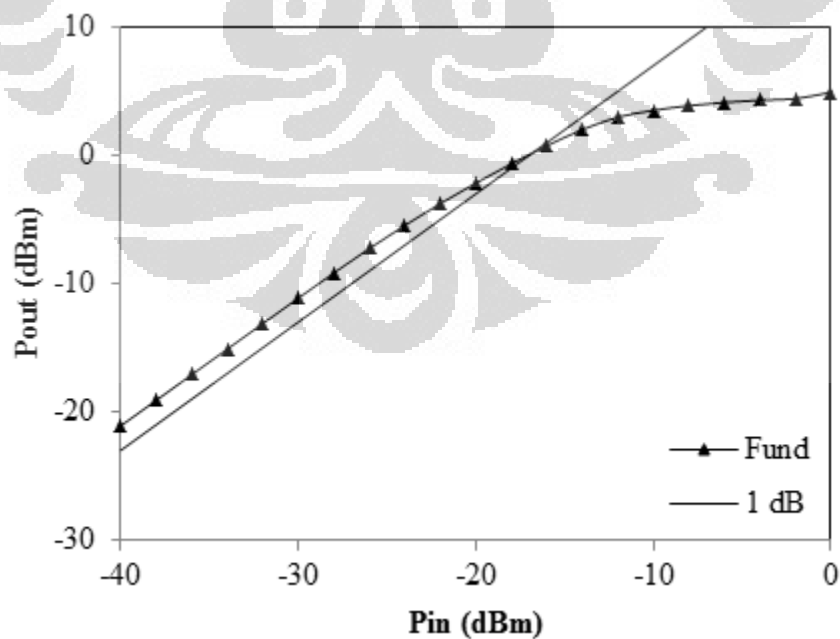


Gambar 4.19 IIP3 pada WCDMA 1,85 GHz

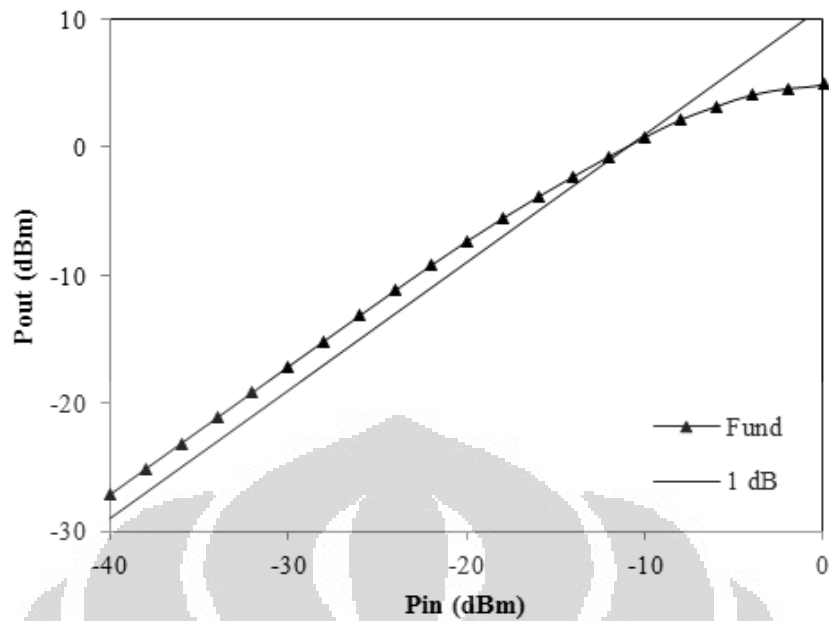


Gambar 4.20 IIP3 pada LTE 2.65 GHz

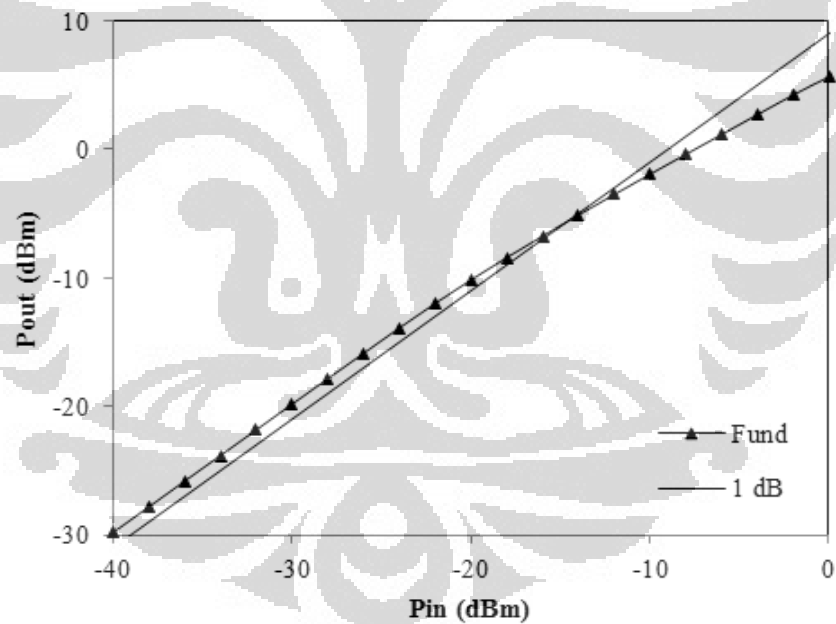
Pada gambar 4.18 memperlihatkan IIP3 pada GSM yaitu sebesar 5 dBm. Sementara itu, pada gambar 4.19 memperlihatkan IIP3 pada WCDMA yaitu sebesar 28 dBm dan pada gambar 4.20 memperlihatkan IIP3 pada LTE yaitu sebesar 29 dBm. Nilai IIP yang tinggi menunjukkan tingkat linearitas yang tinggi pula.



Gambar 4.21 Kompresi 1-dB pada GSM 900 MHz



Gambar 4.22 Kompresi 1-dB pada WCDMA 1,85 GHz



Gambar 4.23 Kompresi 1-dB pada LTE 2,65 GHz

Pada gambar 4.21 memperlihatkan kompresi 1-dB pada GSM yaitu sebesar -15 dBm. Sementara itu, pada gambar 4.22 memperlihatkan IIP3 pada WCDMA yaitu sebesar -10 dBm dan pada gambar 4.23 memperlihatkan IIP3 pada LTE yaitu sebesar -13 dBm. Nilai IIP yang tinggi menunjukan tingkat linearitas yang tinggi pula.

4.10 Figure of Merit Multiband LNA

Untuk dapat membandingkan hasil yang diperoleh dengan berbagai referensi LNA yang ada, maka dibuatlah sebuah perumusan *figure of merit* (FoM), menurut [20] FoM diberikan oleh :

$$\text{FoM [mW}^{-1}] = \frac{\text{Gain [abs]}}{(\text{NF} - 1)[\text{abs}] \cdot \text{P}_{\text{DC}}[\text{mW}]} \quad (4.1)$$

Tabel 4.1 memperlihatkan nilai perbandingan kinerja dan nilai FoM dari LNA yang didesain dengan hasil yang lain.

Tabel 4.1 Perbandingan kinerja dan FoM multiband LNA

Parameter	Reference						Propose		
	[26]		[27]		[28]				
Type	Concurrent Simultaneous								
f_0 (GHz)	1,80	2,45	2,40	5,20	2,20	4,60	0,95	1,85	2,65
S_{21} (dB)	9,20	12,00	15,00	6,50	10,80	8,80	18,91	12,85	10,18
NF (dB)	5,70	6,40	2,50	2,40	3,53	2,52	1,45	1,98	2,76
P_{DC} (mW)	8,00		10,00		7,76		4,97		
Gain/ P_{DC} (dB/mW)	1,15	1,50	1,50	0,65	1,38	1,13	3,80	2,58	2,05
FoM (mW^{-1})	0,38	0,59	4,07	0,61	1,21	1,24	8,30	2,61	1,15

Dengan hasil seperti pada tabel 4.1 menunjukkan bahwa nilai FoM *multiband* LNA yang diusulkan masih tergolong lebih tinggi dibandingkan dengan yang lainnya.

BAB 5

KESIMPULAN

Berdasarkan hasil perancangan dan analisa kinerja LNA yang telah disimulasikan maka dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

1. Hasil Simulasi *Concurent Multiband* LNA yang bekerja pada frekuensi 0,95 GHz, 1,85 GHz, dan 2,65 GHz untuk aplikasi GSM, WCDMA, dan LTE menggunakan *multisection transformer*.
 - a. Kinerja LNA pada frekuensi 0,95 GHz untuk GSM diantaranya memiliki nilai *return loss* $S_{11} = -23,541$ dB, *insertion loss* $S_{21} = 18,911$ dB, *stability* $K = 1,462$, $NF = 1,475$ dB, $VSWR = 1,143$ dB, dan FoM sebesar 8,38.
 - b. Sementara itu, kinerja LNA pada frekuensi 1,85 GHz untuk WCDMA diantaranya memiliki nilai *return loss* $S_{11} = -23,771$ dB, *insertion loss* $S_{21} = 12,858$ dB, *stability* $K = 1,997$, $NF = 1,988$ dB, $VSWR = 1,139$ dB, dan FoM sebesar 2,616.
 - c. Kinerja LNA pada frekuensi 2,65 GHz untuk LTE diantaranya memiliki nilai *return loss* $S_{11} = -23,521$ dB, *insertion loss* $S_{21} = 10,180$ dB, *stability* $K = 1,849$, $NF = 2,776$ dB, $VSWR = 1,143$ dB, dan FoM sebesar 1,152.

Dari hasil simulasi, ditunjukkan bahwa LNA ini telah mencapai kinerja yang diharapkan sesuai frekuensi teknis yang ditetapkan.

2. Hasil pengukuran *Concurent Multiband* LNA yang bekerja pada frekuensi 0,95 GHz, 1,85 GHz, dan 2,65 GHz untuk aplikasi GSM, WCDMA, dan LTE menggunakan *multisection transformer*.
 - a. Nilai S_{11} pada 885 MHz sebesar -10,3 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar -21,4 dB dan pada batas frekuensi atasnya sebesar -9,8 dB. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai S_{11} pada 1,790 GHz sebesar -10,6 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar -22,1 dB dan pada batas frekuensi atasnya sebesar -10,6 dB. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai S_{11} pada 2,580 GHz

- sebesar -9,9 dB sementara pada frekuensi tengahnya sebesar -20,5 dB dan pada batas frekuensi atasnya sebesar -10,1 dB.
- b. Hasil pengukuran gain S_{21} . Pada frekuensi GSM, nilai S_{21} pada 920 MHz sebesar 16,8 dB. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai S_{21} pada 1,83 GHz sebesar 11,6 dB. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai S_{21} pada 2,63 GHz sebesar 8,3. Hasil pengukuran menunjukkan nilai *gain* yang turun dapat disebabkan rugi rugi akibat penyolderan maupun ketidakidealan konektor yang dipakai.
 - c. Nilai Group delay pada 950 MHz sebesar 2,7 ns. Sementara pada frekuensi WCDMA, nilai group delay pada 1,85 GHz sebesar 2ns. Selain itu, pada frekuensi LTE, nilai group delay pada 2,65 GHz sebesar 2.3 ns.
3. Hasil pengukuran menunjukkan *multiband* LNA terjadi pergeseran frekuensi tengah sebesar 10 MHz. Apabila disimulasikan dengan Monte-Carlo Yield Analysis dengan variasi $\pm 6.2\%$ terlihat bahwa hasil pabrikasi LNA tersebut menjadi lebih besar dari desain yang direncanakan dan LNA ini tetap memenuhi spesifikasi teknis yang diharapkan sampai dengan suhu 175 °C.

DAFTAR REFERENSI

- [1] David G. Rahn, Mark S. Cavin, "A Fully Integrated Multiband MIMO WLAN Transceiver RFIC," *IEEE Journal Of Solid-State Circuit*, Vol. 50, No.18. Agustus 2005.
- [2] Hasemi. Hosein, "Integrated Concurrent Multiband Radios and Multiple Antenna System". Ph.D. Dissertation. California Institute of Technology. California. September 2005.
- [3] Park. Youngcheol, "Dual-Band Transmitter Using Digitaly Predistorted Frequency Multipliers for Reconfigurable Radio". Ph.D. Dissertation. School Elect and Computer Eng. Georgia Institute of Technology. Georgia. July 2004.
- [4] Jung. Kwangchun, "CMOS RFIC of Multiband Transceiver For Communication Systems" Ph.D. Dissertation. University of Florida. Florida. 2008.
- [5] Mustaffa. Taffir, "A Reconfigurable Low Noise Amplifier for Multistandard Receiver". Ph.D. Dissertation. Victoria University. Australia. 2009.
- [6] Adiseno, "Design Aspect of Fully Integrated Multiband Multistandard Front-End Receiver". Ph.D. Dissertation. Royal Institute of Technology. Stockholm. 2003.
- [7] Motoroiu. Serban, "Multiband/Multimode RF Front-End Receiver For Basestation Applications" M.S. Thesis. Delft University of Technology. Delft. Agustus 2011.
- [8] Noori. Hossein, "Reconfigurable RF Receiver Frontends for Multistandard Radio" M.S. Thesis. Auburn University. Alabama. Mei 2011.
- [9] Centinkaya. Hakan. "Design of LNTA for Multiband WCDMA" M.S. Thesis. Delft University of Technology. Delft. September 2011.
- [10] Sapone, G. and G. Palmisano, "A 3–10-GHz low-power CMOS low-noise amplifier for ultra-wideband communication," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 59, No. 3, 678–686, Mar. 2011.
- [11] Perumana, B. G., J. C. Zhan, S. S. Taylor, B. R. Carlton, and J. Laskar, "Resistive-feedback CMOS low-noise amplifiers for multiband applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 56, No. 5, 1228–1225, 2008.
- [12] He, K.-H., M.-T. Li, C.-M. Li, and J.-H. Tarng, "Parallel- RC feedback low-noise amplifier for UWB applications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems — II: Express Briefs*, Vol. 57, No. 8, 582–586, 2010.
- [13] Ismail, A. and A. A. Abidi, "A 3–10-GHz low-noise amplifier with wideband LC-ladder matching network," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 39, No. 12, 2269–2277, Dec. 2004.
- [14] Li, J.-Y., W.-J. Lin, M.-P. Houng, and L.-S. Chen, "A compact wideband matching 0.18- μm CMOS UWB low-noise amplifier using active feedback technique," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 16, 161–169, 2010.

- [15] Dorafshan, A. and M. Soleimani, "High-gain CMOS low noise amplifier for ultra wide-band wireless receiver," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 7, 183–191, 2009.
- [16] Wong, S.-K., F. Kung Wai Lee, S. Maisurah, M. N. B. Osman, and S. J. Hui, "Design of 3 to 5 GHz CMOS low noise amplifier for ultra-wideband (UWB) system," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 9, 25–34, 2009.
- [17] Zito, D. Fonte, A. "Dual-Input Pseudo-Switch RF Low Noise Amplifier" *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, Volume: 57, Issue: 9, Page(s): 661 - 665. 2010
- [18] Wang Peng; Hao Qing; Wang Jian; Chen Yaqin, "Design of C-band Low Noise Amplifier with Switch" *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Page(s): 1 - 3. 2007.
- [19] Malmqvist, R., P. Rantakari, C. Samuelsson, M. Lahti, S. Cheng, and J. Saijets, "RF MEMS based impedance matching networks for tunable multi-band microwave low noise amplifiers," *Proc. International Semiconductor Conf.*, 303–306, 2009.
- [20] Okazaki, H., K. Kawai, A. Fukuda, T. Furuta, and S. Narahashi, "Reconfigurable amplifier towards enhanced selectivity of future multi-band mobile terminals," *International Microwave Workshop Series on RF Front-ends for Software Defined and Cognitive Radio Solutions*, 1–4, 2010.
- [21] Tzeng, F., A. Jahanian, and P. Heydari, "A multiband inductor-reuse CMOS low-noise amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems — II: Express Briefs*, Vol. 55, No. 3, 209–213, 2008.
- [22] Lu, L.-H., H.-H. Hsieh, and Y.-S. Wang, "A compact 2.4/5.2-GHz CMOS dual-band low-noise amplifier," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 10, 685–687, Oct. 2005.
- [23] Hale, C.; Baeten, R. "A 1mm² flip-chip SP3T switch and low noise amplifier RFIC FEM for 802.11b/g applications" *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Page(s): 208 - 211. 2010.
- [24] Hashemi, H. and A. Hajimiri, "Concurrent multiband low-noise amplifiers — Theory, design, and applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 50, No. 1, 288–301, 2002.
- [25] Kao, C.-Y., Y.-T. Chiang, and J.-R. Yang, "A concurrent multi-band low-noise amplifier for WLAN/WiMAX applications," *Proc. International Electro. Information Technology Conf.*, 514–517, 2008.
- [26] Jhon, H.-S., I. Song, J. Jeon, H. Jung, M. Koo, B.-G. Park, J. D. Lee, and H. Shin, "8mW 1.7/2.4 GHz dual-band CMOS low-noise amplifier for ISM-band application," *IEEE Electronics Letters*, Vol. 44, No. 23, 1353–1354, Nov. 2008.
- [27] Kargaran, E. and B. Madadi, "Design of a novel dual-band concurrent CMOS LNA with current reuse topology," *Int. Conf. on Networking and Information Technology*, 386–388, Jun. 2010.
- [28] Hsiao, C.-L. and Y.-L. Huang, "A low supply voltage dualband low noise amplifier design," *13th IEEE Int. Symp. on Consumer Electronics*, 339–341, May 2009.

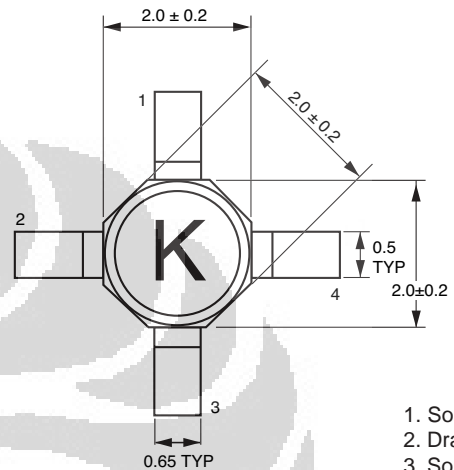
- [29] Lin, Y.-T. and S.-S. Lu, "A 2.4/3.5/4.9/5.2/5.7-GHz concurrent multiband low noise amplifier using InGaP/GaAs HBT technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, No. 10, 463–465, Oct. 2004.
- [30] Duo, X.-Z., L.-R. Zheng, M. Ismail, and H. Tenhunen, "A concurrent multi-band LNA for multi-standard radios," *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems*, 3982–3985, May 2005.
- [31] Y. L. Chow dan K. L. Wan. "A Transformer of One-Third Wavelength in Two Sections—For a Frequency and Its First Harmonic". *IEEE Microwave and Wireless Components*, Vol.12 No.1 January 2002.
- [32] Liu, X., Y. Liu, S. Li, F. Wu, and Y. Wu, "A three-section dual-band transformer for frequency-dependent complex load impedance," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 19, No. 10, 611–613, 2009.
- [33] Erick Emmanuel, Ke Wu, "Dual-Band Low-Noise Amplifier Using Step Impedance Resonator (SIR) Technique for Wireless System Applications" *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*. 29 September - 1 October 2009, Rome, Italy.
- [34] G.-L. Ning, Z.-Y. Lei, L.-J. Zhang, R. Zou, and L. Shao. "Design of Concurrent Low-Noise Amplifier for Multiband Applications" *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 22, 165-178, 2011
- [35] Y. Wu, Y. Liu, and S. Li, "A dual-frequency transformer for complex impedances with two unequal sections," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 9, pp. 77–79, Feb. 2009.
- [36] Dirjen Postel. "Persyaratan Teknis Alat dan Perangkat Telekomunikasi Broadband Wireless Access (BWA). 13 Mei 2010.
- [37] Boylestad, Robert. *Electronic Devices and Circuit Theory*. New Jersey : Prentice Hall, Inc. 2002.
- [38] Fagotti, R., A. Cidronali, and G. Manes, "Concurrent hex-band GaN power amplifier for wireless communication systems," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 21, No. 2, 89–91, 2011.
- [39] Gonzalez, Gualermo. *Microwave Transistor Amplifier : Analysis and Design*, 2nd ed. New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1996.
- [40] Pozar, David M. *Microwave Engineering*, 2nd edition. New York : Wiley and Sons, 1998.
- [41] Agilent Technologies. "Statistical Simulation (Monte Carlo and Yield) in ADS". *ADS RF Circuit Design Cook Book* vol. 1, ver. 1. 2008.
- [42] Michael D. Meehan and John Purviance, *Yield and Reliability in Microwave Circuit and System Design* , Artech House Inc., 1993.
- [43] Serban, Adriana, "Component Tolerance Effect on Ultra-Wideband Low-Noise Amplifier Performance" *IEEE Trans. On Advanced Packaging*, Vol. 33. No. 3. August 2010.

FEATURES

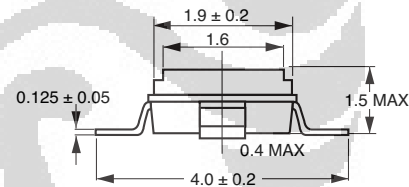
- **SUPER LOW NOISE FIGURE:**
0.35 dB TYP at $f = 12$ GHz
- **HIGH ASSOCIATED GAIN:**
13.5 dB TYP at $f = 12$ GHz
- **GATE LENGTH:** $L_G \leq 0.20 \mu\text{m}$
- **GATE WIDTH:** $W_G = 160 \mu\text{m}$

OUTLINE DIMENSION (Units in mm)

PACKAGE OUTLINE S01



1. Source
2. Drain
3. Source
4. Gate



DESCRIPTION

NEC's NE3210S01 is a pseudomorphic Hetero-Junction FET that uses the junction between Si-doped AlGaAs and undoped InGaAs to create very high mobility electrons. The device features mushroom shaped TiAl gates for decreased gate resistance and improved power handling. Its excellent low noise figure and high associated gain make it suitable for DBS and commercial systems. The NE 3210S01 is housed in a low cost plastic package which is available in tape and reel.

NEC's stringent quality assurance and test procedures assure the highest reliability and performance.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE3210S01 S01		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
GA	Associated Gain ¹ , $V_{DS} = 2$ V, $I_D = 10$ mA, $f = 12$ GHz	dB	12	13.5	
NF	Noise Figure ¹ , $V_{DS} = 2$ V, $I_D = 10$ mA, $f = 12$ GHz	dB		0.35	0.45
g_m	Transconductance, $V_{DS} = 2$ V, $I_D = 10$ mA	mS	40	55	
I_{DSS}	Saturated Drain Current, $V_{DS} = 2$ V, $V_{GS} = 0$ V	mA	15	40	70
V_P	Gate to Source Cutoff Voltage, $V_{DS} = 2$ V, $I_D = 100 \mu\text{A}$	V	-0.2	-0.7	-2.0
I_{GSO}	Gate to Source Leakage Current, $V_{GS} = -3$ V	μA		0.5	10

Note:

1. Typical values of noise figures and associated gain are those obtained when 50% of the devices from a large number of lots were individually measured in a circuit with the input individually tuned to obtain the minimum value. Maximum values are criteria established on the production line as a "go-no-go" screening tuned for the "generic" type but not each specimen.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹ (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{DS}	Drain to Source Voltage	V	4.0
V _{GS}	Gate to Source Voltage	V	-3.0
I _{DS}	Drain Current	mA	I _{DSS}
I _{GS}	Gate Current	μA	100
P _T	Total Power Dissipation	mW	165
T _{CH}	Channel Temperature	°C	125
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to +125

Note:

1. Operation in excess of any one of these parameters may result in permanent damage.

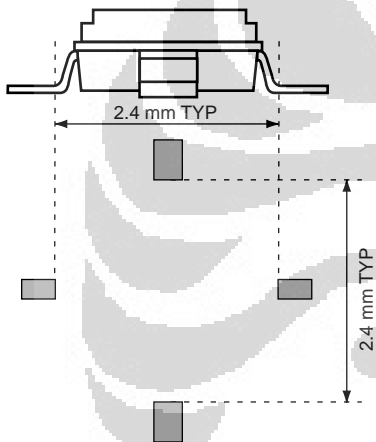
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (T_A = 25°C)

PART NUMBER			NE3210S01		
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	MIN	TYP	MAX
V _{DS}	Drain to Source Voltage	V		2	3
I _{DS}	Drain Current	mA		10	15
P _{IN}	Input Power	dBm			0

TYPICAL NOISE PARAMETERS (T_A = 25°C)

FREQ. (GHz)	NF _{MIN} (dB)	G _A (dB)	Γ _{OPT}		R _{n/50}
			MAG	ANG	
V_{DS} = 2 V, I_D = 10 mA					
2.0	0.25	21.2	0.94	12	0.38
4.0	0.26	19.5	0.80	26	0.33
6.0	0.28	18.2	0.66	44	0.26
8.0	0.30	16.2	0.50	68	0.18
10.0	0.32	14.7	0.38	97	0.11
12.0	0.34	13.5	0.29	133	0.09
14.0	0.42	12.9	0.27	177	0.08
16.0	0.56	12.3	0.33	-129	0.11
18.0	0.72	11.9	0.39	-82	0.23

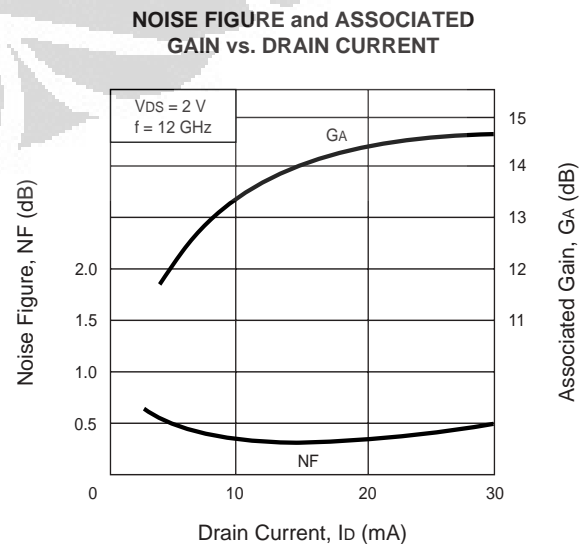
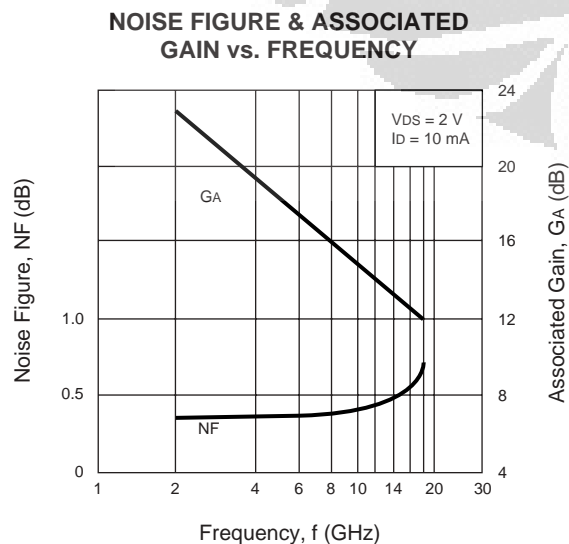
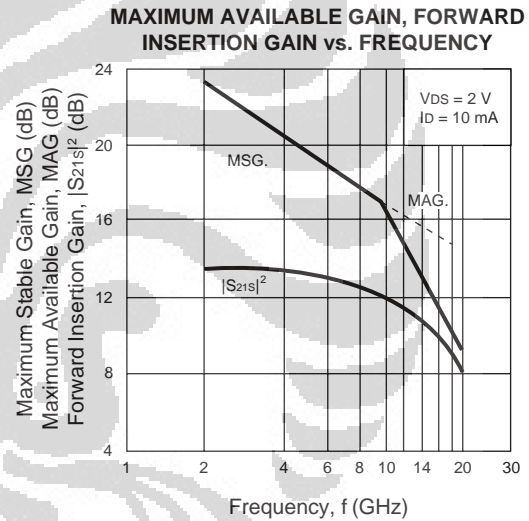
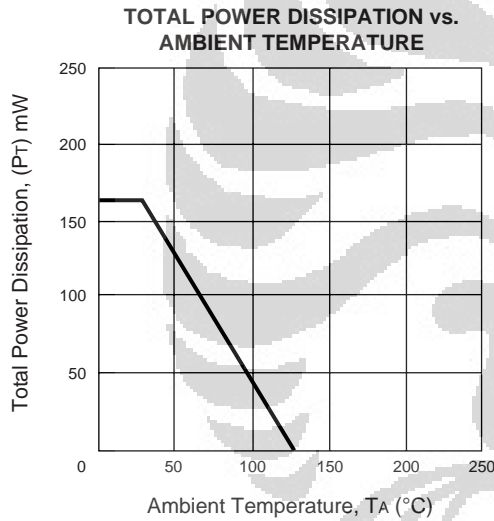
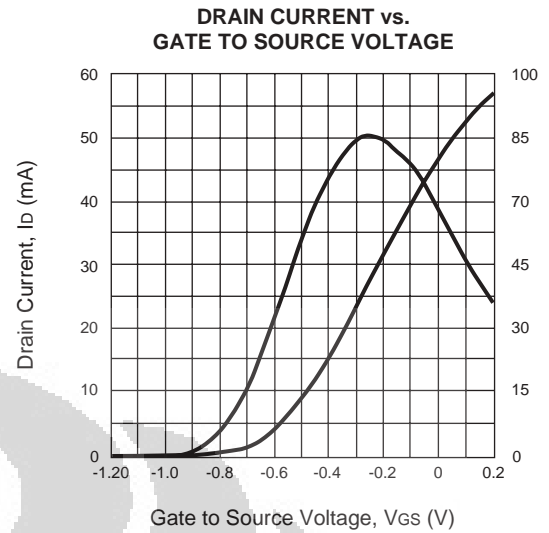
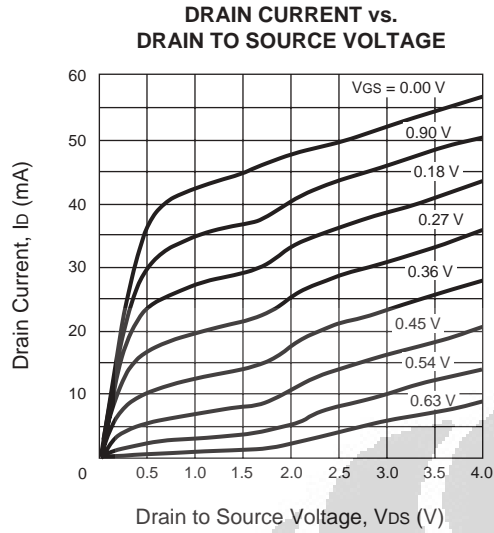
TYPICAL MOUNT PAD LAYOUT (Units in mm)



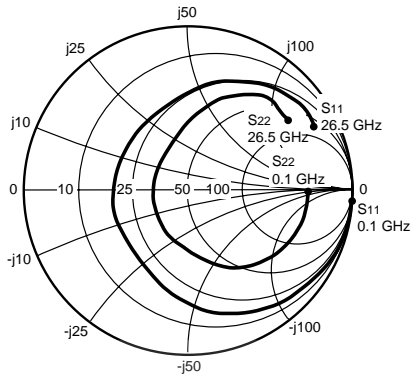
ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	SUPPLY FORM	MARKING
NE3210S01-T1	Tape & Reel 1000 pcs/reel	
NE3210S01-T1B	Tape & Reel 4000 pcs/reel	

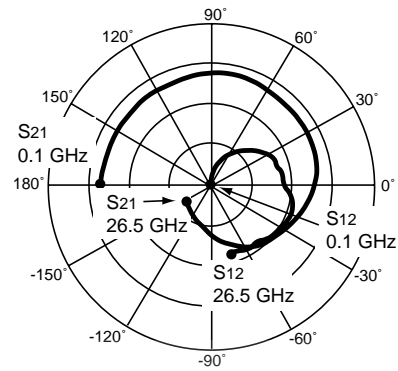
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (TA = 25°C)



TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
Vd = 2 V, Id = 5 mA



NE3210S01

Vd = 2 V, Id = 5 mA

FREQUENCY	S11		S21		S12		S22		K	MAG ¹
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
0.10	1.001	-1.14	3.405	178.54	0.001	82.96	0.732	-0.85	-0.03	34.20
0.20	1.000	-2.12	3.393	177.73	0.003	88.10	0.731	-1.97	0.00	30.64
0.30	1.000	-3.08	3.393	176.83	0.004	88.76	0.732	-3.04	-0.03	28.99
0.40	0.999	-4.18	3.396	175.50	0.006	86.87	0.732	-3.93	0.04	27.65
0.50	0.997	-4.94	3.345	173.68	0.007	85.87	0.735	-4.73	0.08	26.76
0.70	0.995	-6.83	3.347	171.18	0.010	84.12	0.735	-6.68	0.11	25.30
1.00	0.992	-10.11	3.350	167.44	0.014	81.51	0.732	-9.24	0.12	23.77
1.50	0.987	-15.20	3.346	161.27	0.021	77.55	0.726	-13.91	0.15	22.03
2.00	0.978	-20.81	3.362	154.97	0.028	73.36	0.718	-18.29	0.19	20.82
2.50	0.968	-26.46	3.373	148.74	0.035	69.02	0.709	-22.77	0.23	19.89
3.00	0.954	-32.09	3.388	142.45	0.041	64.57	0.698	-27.41	0.27	19.15
3.50	0.938	-37.61	3.386	136.09	0.047	59.71	0.685	-32.00	0.33	18.54
4.00	0.920	-43.04	3.381	129.89	0.053	54.85	0.670	-36.40	0.39	18.06
5.00	0.879	-53.83	3.378	117.91	0.062	45.72	0.638	-44.54	0.50	17.34
6.00	0.835	-64.32	3.428	106.08	0.070	38.30	0.604	-52.54	0.60	16.93
7.00	0.778	-77.53	3.525	92.97	0.081	29.68	0.553	-62.26	0.68	16.40
8.00	0.680	-92.29	3.539	78.21	0.086	17.34	0.469	-73.32	0.89	16.15
9.00	0.589	-109.87	3.527	63.32	0.091	7.85	0.398	-86.69	1.03	14.86
10.00	0.505	-127.92	3.432	49.90	0.089	0.93	0.335	-97.84	1.22	13.05
11.00	0.481	-149.57	3.490	35.80	0.096	-2.08	0.302	-114.77	1.14	13.32
12.00	0.461	-175.91	3.442	19.40	0.104	-10.23	0.250	-139.98	1.11	13.13
13.00	0.453	155.80	3.273	3.28	0.107	-18.84	0.210	-173.02	1.16	12.40
14.00	0.468	129.34	3.017	-12.03	0.104	-26.21	0.214	151.67	1.27	11.50
15.00	0.521	109.11	2.774	-25.92	0.102	-31.03	0.256	126.40	1.30	11.09
16.00	0.587	92.69	2.545	-39.53	0.098	-35.03	0.309	109.03	1.30	10.89
17.00	0.658	79.53	2.325	-53.80	0.098	-38.38	0.389	95.15	1.18	11.16
18.00	0.720	68.06	2.045	-67.87	0.096	-43.64	0.476	82.56	1.10	11.42
19.00	0.762	58.38	1.773	-79.76	0.093	-47.93	0.553	74.44	1.03	11.69
20.00	0.793	51.94	1.537	-89.63	0.089	-50.59	0.603	67.90	1.02	11.62
21.00	0.819	48.37	1.366	-97.66	0.089	-52.07	0.640	62.36	0.94	11.85
22.00	0.849	43.44	1.238	-106.37	0.090	-56.92	0.685	57.59	0.77	11.36
23.00	0.866	38.86	1.124	-116.19	0.089	-63.10	0.721	52.26	0.65	11.02
24.00	0.863	34.84	1.009	-124.88	0.087	-67.53	0.748	48.09	0.63	10.67
25.00	0.868	29.14	0.949	-132.34	0.084	-71.30	0.751	46.97	0.60	10.54
26.00	0.865	28.40	0.918	-138.91	0.086	-71.66	0.736	40.30	0.66	10.26
26.50	0.859	28.76	0.895	-143.63	0.084	-74.09	0.744	34.46	0.69	10.25

Note:

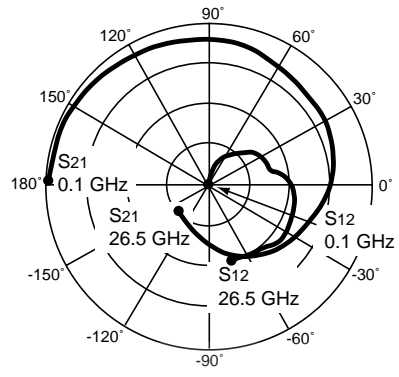
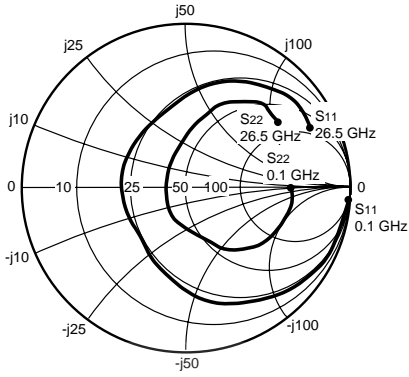
1. Gain Calculation:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$$

When $K \leq 1$, MAG is undefined and MSG values are used. $MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$, $K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}$, $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$

MAG = Maximum Available Gain
MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
VD = 2 V, ID = 10 mA

NE3210S01

VD = 2 V, ID = 10 mA

FREQUENCY	S11		S21		S12		S22		K	MAG ¹
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
0.10	1.000	-1.27	4.899	178.46	0.001	88.31	0.654	-0.82	-0.03	36.47
0.20	1.000	-2.34	4.887	177.42	0.003	87.85	0.653	-2.00	-0.01	32.67
0.30	1.000	-3.43	4.884	176.29	0.004	88.67	0.653	-3.07	-0.01	31.02
0.40	0.999	-4.65	4.886	174.90	0.005	86.60	0.654	-3.96	0.04	29.78
0.50	0.996	-5.48	4.814	172.98	0.006	85.34	0.658	-4.64	0.10	28.83
0.70	0.993	-7.58	4.812	170.21	0.009	84.29	0.657	-6.56	0.13	27.34
1.00	0.989	-11.19	4.806	166.08	0.013	81.96	0.654	-9.07	0.16	25.79
1.50	0.980	-16.80	4.787	159.23	0.019	78.12	0.647	-13.65	0.19	24.05
2.00	0.967	-22.91	4.785	152.33	0.025	74.21	0.638	-17.91	0.25	22.83
2.50	0.951	-29.06	4.770	145.49	0.031	70.41	0.628	-22.27	0.30	21.88
3.00	0.931	-35.15	4.754	138.61	0.037	65.91	0.614	-26.72	0.36	21.12
3.50	0.908	-41.09	4.713	131.78	0.042	61.37	0.599	-31.08	0.43	20.49
4.00	0.882	-46.86	4.663	125.12	0.047	56.77	0.583	-35.15	0.50	19.99
5.00	0.825	-58.15	4.565	112.41	0.055	48.65	0.549	-42.36	0.64	19.22
6.00	0.766	-68.97	4.529	100.03	0.061	42.30	0.515	-49.21	0.75	18.73
7.00	0.694	-82.82	4.537	86.54	0.070	34.76	0.463	-57.82	0.84	18.10
8.00	0.582	-97.90	4.418	71.98	0.074	24.44	0.380	-66.37	1.06	16.21
9.00	0.488	-116.40	4.301	57.78	0.079	16.93	0.314	-77.56	1.18	14.77
10.00	0.407	-135.11	4.109	45.24	0.080	12.32	0.261	-85.89	1.33	13.66
11.00	0.394	-158.15	4.111	31.91	0.091	9.33	0.230	-102.84	1.21	13.79
12.00	0.391	173.89	3.994	16.52	0.102	1.30	0.173	-129.97	1.15	13.56
13.00	0.406	144.90	3.761	1.58	0.108	-7.33	0.132	-172.68	1.16	12.97
14.00	0.441	119.35	3.455	-12.50	0.109	-14.99	0.151	140.72	1.21	12.22
15.00	0.507	101.09	3.183	-25.26	0.111	-21.27	0.208	114.68	1.20	11.89
16.00	0.578	86.36	2.934	-37.87	0.109	-26.89	0.269	98.87	1.18	11.74
17.00	0.652	74.71	2.701	-51.30	0.110	-32.42	0.352	87.44	1.09	12.09
18.00	0.718	64.03	2.400	-64.66	0.108	-39.12	0.440	76.72	1.02	12.66
19.00	0.761	54.95	2.110	-75.90	0.105	-44.73	0.517	69.92	0.97	13.03
20.00	0.790	48.81	1.857	-85.48	0.100	-48.33	0.564	64.15	0.96	12.68
21.00	0.812	45.64	1.679	-93.42	0.100	-50.92	0.597	59.30	0.91	12.25
22.00	0.841	41.18	1.540	-102.29	0.100	-56.31	0.640	55.17	0.77	11.86
23.00	0.857	36.68	1.418	-112.28	0.098	-62.75	0.675	50.52	0.67	11.60
24.00	0.851	32.71	1.291	-121.28	0.095	-67.41	0.702	46.98	0.65	11.32
25.00	0.856	27.01	1.229	-129.13	0.092	-71.40	0.706	46.39	0.61	11.24
26.00	0.849	26.42	1.202	-136.41	0.094	-72.43	0.688	40.12	0.65	11.05
26.50	0.843	26.81	1.180	-141.30	0.093	-74.92	0.694	34.43	0.66	11.04

Note:

1. Gain Calculation:

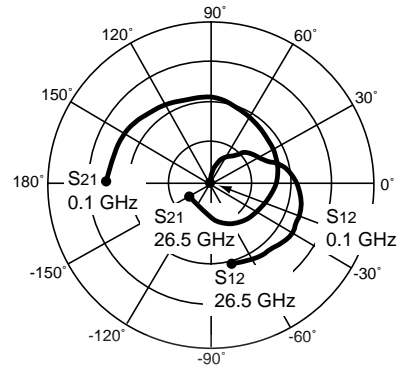
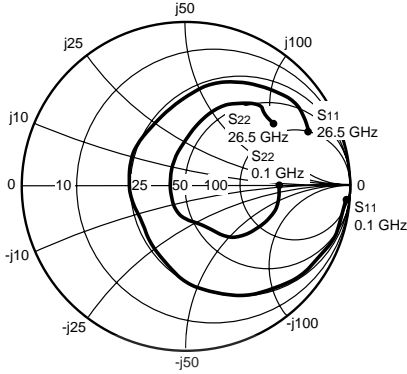
$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$$

. When $K \leq 1$, MAG is undefined and MSG values are used. $MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$, $K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}$, $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
VD = 2 V, ID = 20 mA

NE3210S01

VD = 2 V, ID = 20 mA

FREQUENCY	S11		S21		S12		S22		K	MAG ¹
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
0.10	1.001	-1.35	6.350	178.44	0.001	100.26	0.592	-0.73	-0.17	36.97
0.20	1.000	-2.51	6.337	177.12	0.002	90.28	0.589	-1.97	-0.01	34.46
0.30	1.000	-3.69	6.331	175.80	0.004	87.69	0.589	-2.99	0.01	32.52
0.40	0.998	-4.98	6.330	174.36	0.005	87.54	0.590	-3.85	0.05	31.37
0.50	0.995	-5.88	6.237	172.35	0.006	86.52	0.594	-4.39	0.11	30.44
0.70	0.991	-8.15	6.225	169.31	0.008	84.90	0.594	-6.19	0.15	28.93
1.00	0.986	-11.99	6.204	164.85	0.011	82.77	0.591	-8.54	0.19	27.38
1.50	0.974	-17.98	6.159	157.43	0.017	79.05	0.584	-12.82	0.24	25.64
2.00	0.956	-24.42	6.120	150.06	0.022	75.64	0.575	-16.80	0.31	24.38
2.50	0.934	-30.87	6.063	142.74	0.028	71.93	0.564	-20.81	0.38	23.41
3.00	0.908	-37.20	5.992	135.43	0.033	67.90	0.551	-24.92	0.45	22.62
3.50	0.878	-43.32	5.895	128.25	0.037	63.92	0.536	-28.84	0.53	21.97
4.00	0.845	-49.17	5.779	121.34	0.042	59.78	0.521	-32.40	0.61	21.43
5.00	0.777	-60.41	5.554	108.25	0.049	52.66	0.491	-38.43	0.76	20.57
6.00	0.709	-70.94	5.407	95.77	0.054	47.49	0.464	-44.02	0.88	19.97
7.00	0.630	-84.63	5.307	82.35	0.063	40.74	0.417	-51.35	0.96	19.23
8.00	0.513	-99.19	5.065	68.31	0.067	32.02	0.342	-57.35	1.16	16.31
9.00	0.420	-117.65	4.867	54.88	0.074	25.26	0.284	-66.38	1.25	15.21
10.00	0.342	-136.22	4.607	43.14	0.077	21.16	0.239	-72.34	1.34	14.25
11.00	0.334	-159.96	4.577	30.55	0.090	17.65	0.210	-88.57	1.21	14.32
12.00	0.340	170.90	4.426	15.93	0.102	9.26	0.146	-113.66	1.14	14.09
13.00	0.368	141.32	4.158	1.81	0.110	0.21	0.090	-161.41	1.13	13.54
14.00	0.412	115.91	3.825	-11.53	0.114	-8.01	0.112	135.76	1.16	12.85
15.00	0.485	98.43	3.540	-23.59	0.117	-15.36	0.177	108.58	1.14	12.57
16.00	0.560	84.46	3.281	-35.66	0.117	-21.73	0.242	93.80	1.11	12.45
17.00	0.638	73.45	3.045	-48.59	0.118	-28.19	0.327	83.95	1.04	12.92
18.00	0.709	63.12	2.727	-61.63	0.116	-35.54	0.419	74.18	0.98	13.70
19.00	0.755	54.05	2.418	-72.63	0.113	-41.78	0.496	67.89	0.94	13.32
20.00	0.787	47.82	2.146	-82.09	0.108	-46.06	0.543	62.26	0.92	12.99
21.00	0.807	44.84	1.962	-89.92	0.107	-49.01	0.573	57.59	0.88	12.63
22.00	0.837	40.34	1.815	-98.91	0.107	-54.84	0.614	53.81	0.77	12.29
23.00	0.852	35.93	1.686	-109.02	0.105	-61.41	0.648	49.53	0.67	12.07
24.00	0.846	31.86	1.548	-118.22	0.102	-66.55	0.675	46.40	0.64	11.83
25.00	0.849	26.10	1.488	-126.33	0.099	-70.76	0.677	46.14	0.59	11.77
26.00	0.840	25.54	1.467	-134.00	0.101	-72.25	0.655	40.16	0.62	11.62
26.50	0.835	26.02	1.446	-139.10	0.099	-74.52	0.660	34.52	0.63	11.63

Note:

1. Gain Calculation:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$$

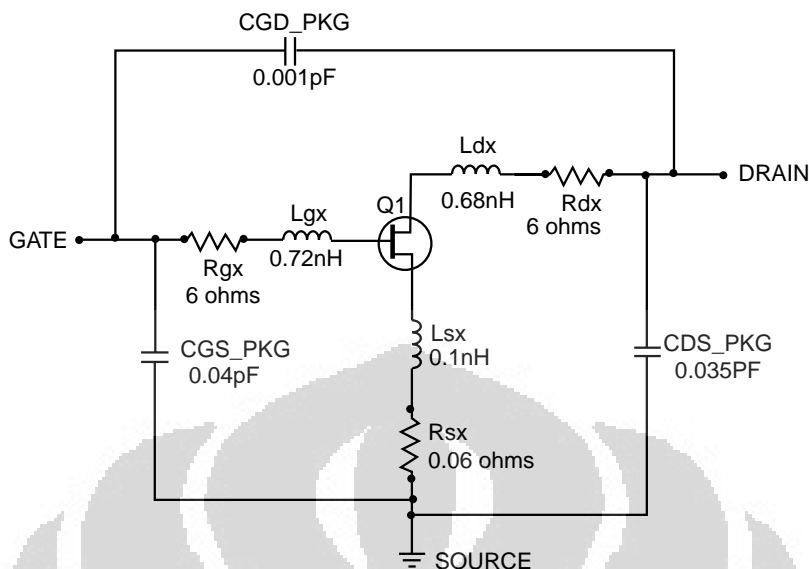
When $K \leq 1$, MAG is undefined and MSG values are used. $MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$, $K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}$, $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

NE3210S01 NONLINEAR MODEL

SCHEMATIC

FET NONLINEAR MODEL PARAMETERS ⁽¹⁾

Parameters	Q1	Parameters	Q1
VTO	-0.798	RG	8
VTOSC	0	RD	0.5
ALPHA	8	RS	3
BETA	0.0952	RGMET	0
GAMMA	0.072	KF	0
GAMMADC	0.065	AF	1
Q	2.5	TNOM	27
DELTA	0.5	XTI	3
VBI	0.6	EG	1.43
IS	1e-14	VTOTC	0
N	1	BETATCE	0
RIS	0	FFE	1
RID	0		
TAU	4e-12		
CDS	0.12e-12		
RDB	5000		
CBS	1e-9		
CGSO	0.36e-12		
CGDO	0.014e-12		
DELTA1	0.3		
DELTA2	0.6		
FC	0.5		
VBR	Infinity		

(1) Series IV Libra TOM Model

Life Support Applications

These NEC products are not intended for use in life support devices, appliances, or systems where the malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. The customers of CEL using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify CEL for all damages resulting from such improper use or sale.

CEL California Eastern Laboratories, Your source for NEC RF, Microwave, Optoelectronic, and Fiber Optic Semiconductor Devices.

4590 Patrick Henry Drive • Santa Clara, CA 95054-1817 • (408) 988-3500 • FAX (408) 988-0279 • www.cel.com

DATA SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

UNITS

Parameter	Units
time	seconds
capacitance	farads
inductance	henries
resistance	ohms
voltage	volts
current	amps

MODEL RANGE

Frequency: 0.1 to 22.5 GHz

Bias: $V_{ds} = 1\text{ V to }3\text{ V}$, $I_d = 5\text{ mA to }30\text{ mA}$

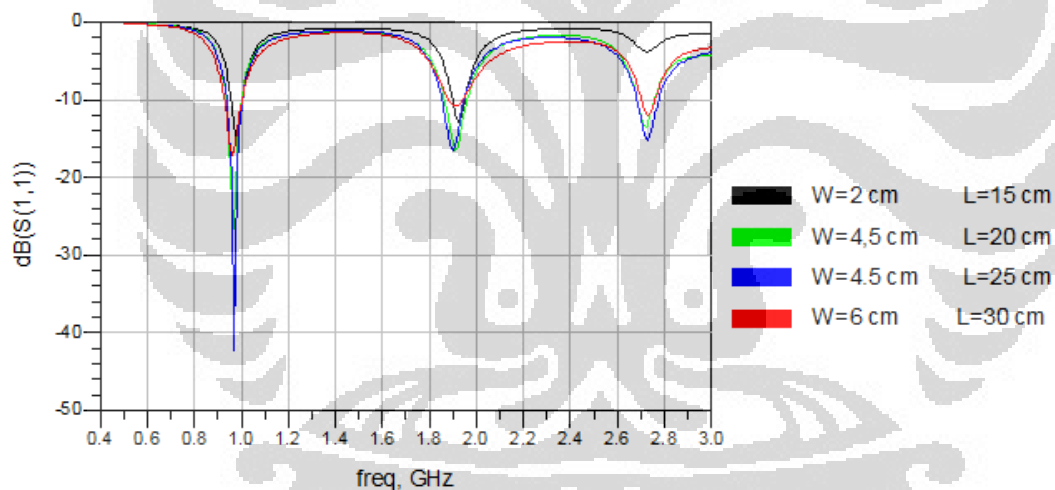
Date: 1/99

Karakterisasi Transmission Line 2 (TL2)

Karakterisasi TL2 dilakukan untuk mengetahui pengaruh perubahan lebar dan panjang terhadap frekuensi resonansi. Parameter yang divariasikan dalam proses ini adalah W dan L. Sementara nilai yang lainnya mengikuti ukuran pada tabel 1.

Tabel 1. Karakterisasi TL2

Transmission Line Input	W (lebar) (mm)	L (panjang) (mm)
TL1	4,3	20
TL2	Karakterisasi	
TL3	20	20
TL4	11,6	19
TL5	1,8	19
TL6	0,5	19



Gambar 1. Hasil karakterisasi TL2

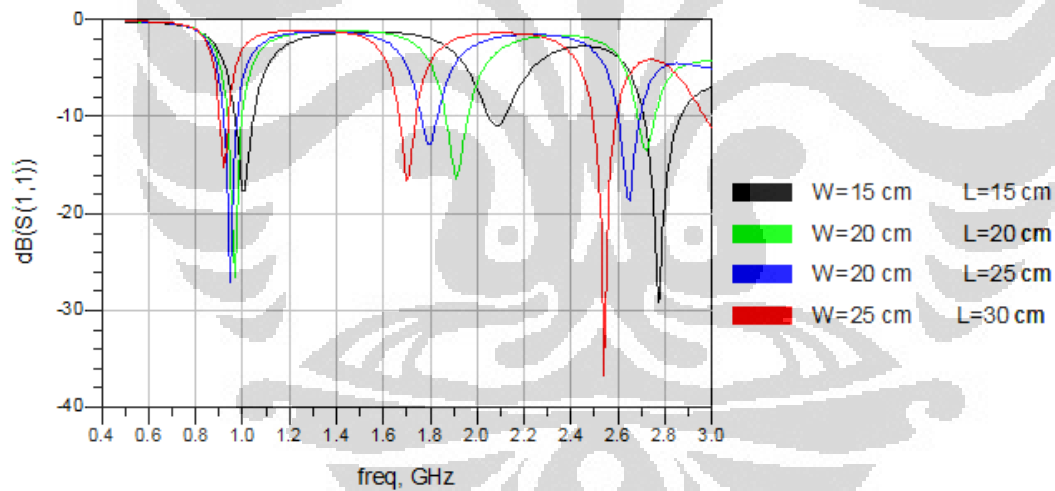
Pada Gambar 1. menunjukkan hasil simulasi untuk karakterisasi TL2, dimana ada proses perubahan lebar (W) dan panjang (L). Terlihat bahwa semakin lebar akan semakin menjadikan beresonansi. Pada grafik, terjadi pergeseran frekuensi kerja. Frekuensi resonansi yang diharapkan, yaitu 0,95 GHz, 1,85 GHz, dan 2,65 GHz, masih belum muncul. Parameter yang paling mendekati frekuensi kerja yang diharapkan adalah saat W (lebar) = 4,5 mm begitu pula dengan parameter panjang (L) yang paling sesuai untuk diterapkan pada optimasi berikutnya adalah yang memiliki panjang = 20 mm.

Karakterisasi Transmission Line 3 (TL3)

Pada karakterisasi TL3 dilakukan untuk mengetahui pengaruh perubahan lebar dan panjang terhadap frekuensi resonansi. Parameter yang divariasikan dalam proses ini adalah W dan L. Sementara nilai yang lainnya mengikuti ukuran pada Tabel 2.

Tabel 2 Karakterisasi TL3

Transmission Line Input	W (lebar) (mm)	L (panjang) (mm)
TL1	4,3	20
TL2	4,5	20
TL3	Karakterisasi	
TL4	11,6	19
TL5	1,8	19
TL6	0,5	19



Gambar 3.2 Hasil karakterisasi TL3

Pada Gambar 3.2 menunjukkan hasil simulasi untuk karakterisasi TL3, dimana ada proses perubahan lebar (W) dan panjang (L). Terlihat bahwa semakin lebar akan semakin menjadikan beresonansi. Pada grafik, terjadi pergeseran frekuensi kerja. Pada grafik, terjadi pergeseran frekuensi kerja. Frekuensi resonansi yang diharapkan, yaitu 0,95 GHz, 1,85 GHz, dan 2,65 GHz, masih belum muncul. Parameter yang paling mendekati frekuensi kerja yang diharapkan adalah saat W (lebar) = 20 mm begitu pula dengan parameter panjang (L) yang

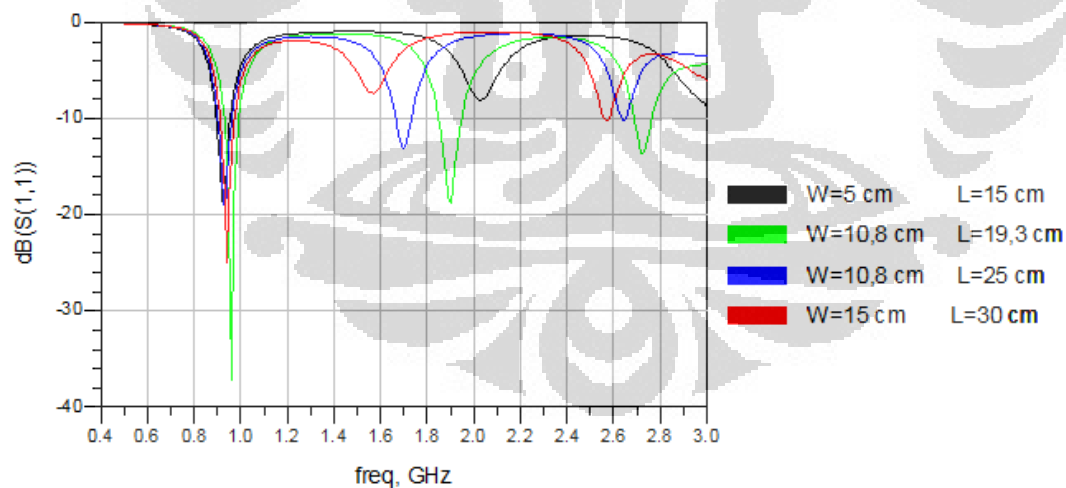
paling sesuai untuk diterapkan pada optimasi berikutnya adalah yang memiliki panjang = 20 mm.

Karakterisasi Transmission Line 4 (TL4)

Pada karakterisasi TL4 dilakukan untuk mengetahui pengaruh perubahan lebar dan panjang terhadap frekuensi resonansi. Parameter yang divariasikan dalam proses ini adalah W dan L. Semetara nilai yang lainnya mengikuti ukuran pada Tabel 3.3.

Tabel 3.3 Karakterisasi TL4

Transmission Line Input	W (lebar) (mm)	L (panjang) (mm)
TL1	4,3	20
TL2	4,5	20
TL3	20	20
TL4	Karakterisasi	
TL5	1,8	19
TL6	0,5	19



Gambar 3.3 Hasil karakterisasi TL4

Pada Gambar 3.3 menunjukkan hasil simulasi untuk karakterisasi TL4, dimana ada proses perubahan lebar (W) dan panjang (L). Walaupun pada grafik, terjadi pergeseran frekuensi kerja. Akan tetapi sudah memiliki frekuensi resonansi yang diharapkan, yaitu 0,95 GHz, 1,85 GHz, dan 2,65 GHz. Parameter yang paling mendekati frekuensi kerja yang

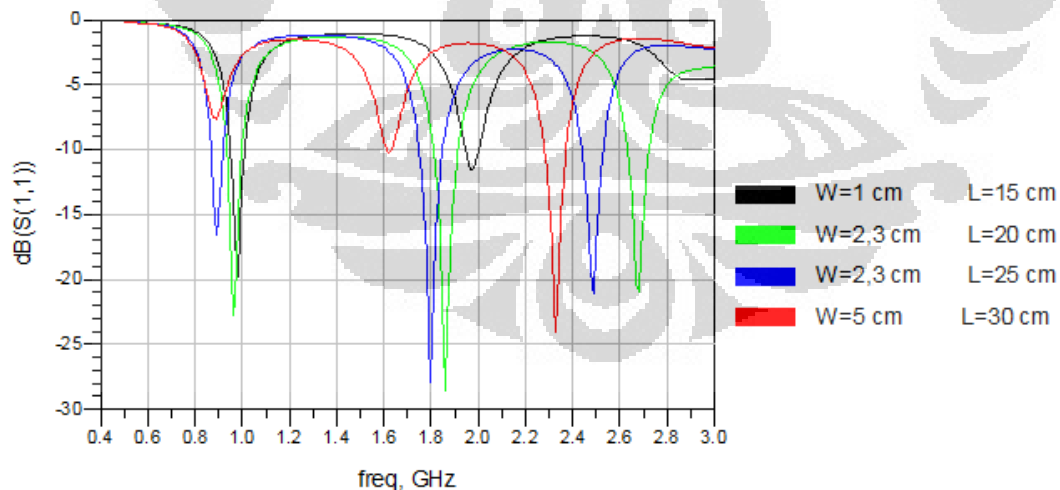
diharapkan adalah saat W (lebar) = 10,8 mm begitu pula dengan parameter panjang (L) yang paling sesuai untuk diterapkan pada optimasi berikutnya adalah yang memiliki panjang = 19,3 mm.

Karakterisasi Transmission Line 5 (TL5)

Pada karakterisasi TL5 dilakukan untuk mengetahui pengaruh perubahan lebar dan panjang terhadap frekuensi resonansi. Parameter yang divariasikan dalam proses ini adalah W dan L . Sementara nilai yang lainnya mengikuti ukuran pada tabel 3.13.

Tabel 3.4 Karakterisasi TL5

Transmission Line Input	W (lebar) (mm)	L (panjang) (mm)
TL1	4,3	20
TL2	4,5	20
TL3	20	20
TL4	10,8	19,3
TL5	Karakterisasi	
TL6	0,5	19



Gambar 3.4 Hasil karakterisasi TL5

Pada Gambar 3.4 menunjukkan hasil simulasi untuk karakterisasi TL5, dimana ada proses perubahan lebar (W) dan panjang (L). Walaupun pada grafik, terjadi pergeseran frekuensi kerja. Akan tetapi sudah memiliki frekuensi resonansi yang diharapkan, yaitu 0,95

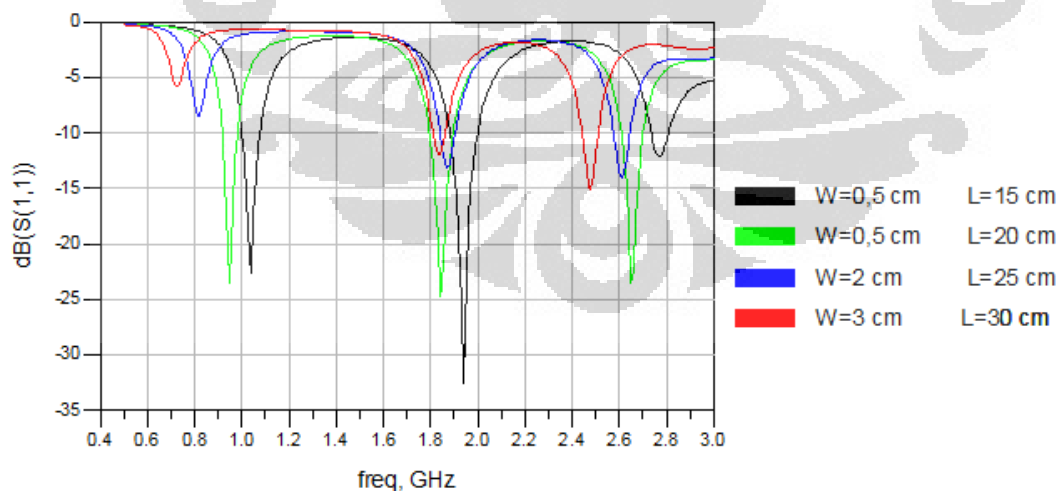
GHz, 1,85 GHz, dan 2,65 GHz. Parameter yang paling mendekati frekuensi kerja yang diharapkan adalah saat W (lebar) = 2,3 mm begitu pula dengan parameter panjang (L) yang paling sesuai untuk diterapkan pada optimasi berikutnya adalah yang memiliki panjang = 20 mm.

Karakterisasi Transmission Line 6 (TL6)

Pada karakterisasi TL6 dilakukan untuk mengetahui pengaruh perubahan lebar (W) dan panjang (L) terhadap frekuensi resonansi. Sementara nilai yang lainnya mengikuti ukuran pada Tabel 3.5.

Tabel 3.5 Karakterisasi TL6

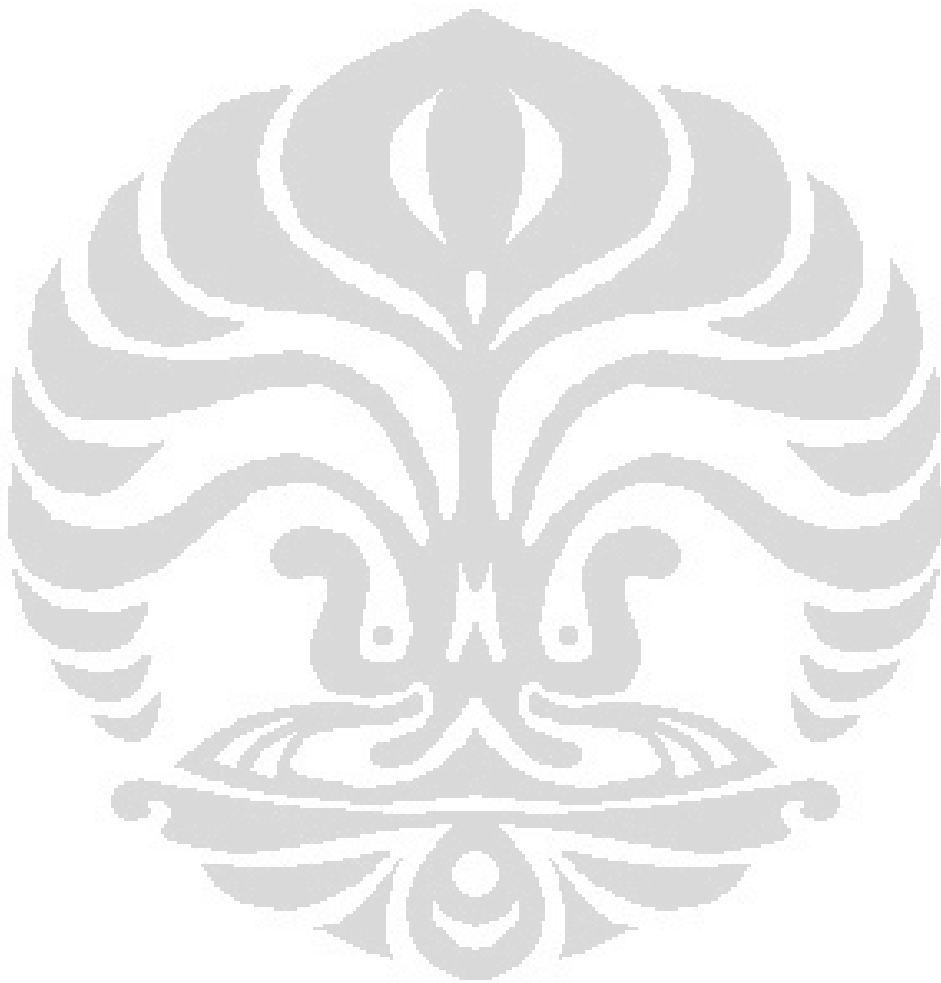
Transmission Line Input	W (lebar) (mm)	L (panjang) (mm)
TL1	4,3	20
TL2	4,5	20
TL3	20	20
TL4	10,8	19,3
TL5	2,3	20
TL6	Karakterisasi	



Gambar 3.5 Hasil karakterisasi TL6

Pada Gambar 3.14 menunjukkan hasil simulasi untuk karakterisasi TL6, dimana ada proses perubahan lebar (W) dan panjang (L). Walaupun pada grafik, sudah memiliki

frekuensi resonansi yang diharapkan, yaitu 0,95 GHz, 1,85 GHz, dan 2,65 GHz. Parameter yang paling optimum saat frekuensi kerja yang diharapkan adalah saat W (lebar) = 0,5 mm begitu pula dengan parameter panjang (L) yang paling sesuai untuk diterapkan pada optimasi berikutnya adalah yang memiliki panjang = 20 mm.





南興積層板有限公司 NAM HING INDUSTRIAL LAMINATE LIMITED

[About Us](#)
[Our Products](#)
[Contact Us](#)
[Site Map](#)
[XPC](#)
[FR1](#)
[FR2](#)
[CEM-1](#)

- [FR4](#)

[UL Listing](#)
[Cards](#)

Copper-Clad Glass-Epoxy Laminates :

Type	NHL-4806	Conditions
ANSI (NEMA) Grade	FR4	
UL File No.	E74035	
Colour	Natural	
Nominal Thickness and Tolerance	0.4mm (0.016 in) +/- 0.063mm (0.0025 in) 0.6mm (0.023 in) +/- 0.063mm (0.0025 in) 0.8mm (0.031 in) +/- 0.089mm (0.0035 in) 1.2mm (0.047 in) +/- 0.130mm (0.0051 in) 1.6mm (0.062 in) +/- 0.130mm (0.0051 in) (for nominal thickness not shown, the tolerance for the next greater thickness shall apply)	
Standard Sheet Size	1,020mm x 1,220mm +/- 5mm	
Copper Cladding	135 g/m ² (1/2 oz/ft ²), 18 mm ; 305 g/m ² (1 oz/ft ²), 35 mm ; 610 g/m ² (2 oz/ft ²), 70 mm ; one- or two-sided electrolytic copper cladding	
Max. Operating Temp (Tg)	140 °C (Electrical) +/- 5 °C 110 °C (Mechanical)+/- 5 °C	
Flame Class	94-VO	UL-94
Specific Gravity	1.185	
Water Absorption	0.10% (For 1.6mm)	
Solder Float (260 °C)	Over 12 sec	

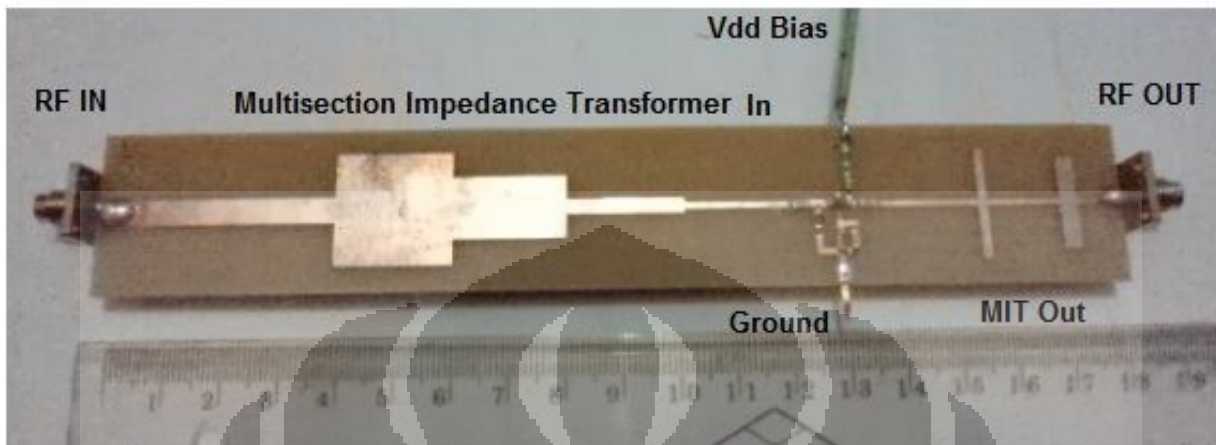
Peel Strength	1.8 N/mm (Normal state) 1.7 N/mm (Thermal shock, 550 °F 10s) 1.6 N/mm (Post exposure to process solution)	IPC-TM-650 (For 1/2 oz Cu)
Flexural Strength	618.3 N/mm ² For 0.8mm 735.1 N/mm ² For 1.6mm	ASTM D 790
Insulation Resistivity	8.47 x 10 ¹¹ W (Normal state)	IPC-TM-650
Volume Resistivity	7.5 x 10 ¹⁰ W m (Normal state, 500Vdc) 5.2 x 10 ¹⁰ W m (Damp resistance test)	IPC-TM-650
Dielectric Constant	4.3 (Damp heat, steady state 96h, 1Mhz)	IPC-TM-650
Dielectric Strength	29.4kv/mm (Normal state) 24.0kv/mm (Moist state)	ASTM D 149
Dissipation Factors	0.0265 (Damp heat, steady state 96h, 1Mhz)	IPC-TM-650
Bow & Twist	0.31% Bowed and No Twist	IPC-TM-650
High Current Arc Resistance Test	17 arc for 0.8mm 18 arc for 1.6mm	UL 746
Hot Wire Ignition	120+ sec to ignition for 0.8mm 120+ sec to ignition for 1.6mm	UL 746
Arc Resistance	93 sec	ASTM D 495
High Voltage Arc Resistance	300+ sec	UL 746
Arc Tracking Rate	368mm/min for 0.8mm 267mm/min for 1.6mm	UL 746
Comparative Tracking Index	175	IEC 112

The properties described herein are based upon test data generated at independent laboratories and is believed to be accurate. However, the final determination regarding the suitability of the material described herein for any contemplated use is the sole responsibility of the end user. There is no warranty, expressed or implied.

| [home](#) | [about us](#) | [our products](#) | [contact us](#) | [site map](#) |

Copyright © 1999 Nam Hing Industrial Laminate Limited. All Rights Reserved.

Lampiran 4. Foto hasil Pabrikasi



MIT = Multisection Impedance Transformer