



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**RANCANG BANGUN SIMULTAN DUAL BAND LNA  
DENGAN LC-RESONATOR MATCHING UNTUK CPE  
m-BWA PADA FREKUENSI 2,3 GHz DAN 2,6 GHz**

**TESIS**

**DWI MUJI RAHARJO  
NPM. 0906577785**

**FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM PASCASARJANA TEKNIK ELEKTRO  
DEPOK  
JULI 2011**



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**RANCANG BANGUN SIMULTAN DUAL BAND LNA  
DENGAN LC-RESONATOR MATCHING UNTUK CPE  
m-BWA PADA FREKUENSI 2,3 GHz DAN 2,6 GHz**

**TESIS**

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

**DWI MUJI RAHARJO  
NPM. 0906577785**

**FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO  
KEKHUSUSAN TEKNIK TELEKOMUNIKASI  
DEPOK  
JULI 2011**

## HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : DWI MUJI RAHARJO

NPM : 0906577785

Tanda Tangan :

Tanggal : // Juli 2011

## HALAMAN PENGESAHAN

Tesis ini diajukan oleh :  
Nama : DWI MUJI RAHARJO  
NPM : 0906577785  
Program Studi : Pasca Sarjana Teknik Elektro  
Judul Tesis :

**RANCANG BANGUN SIMULTAN DUAL BAND LNA DENGAN LC-  
RESONATOR MATCHING UNTUK CPE m-BWA PADA FREKUENSI  
2,3 GHz DAN 2,6 GHz**

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

**DEWAN PENGUJI**

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

Penguji : DR. Ir. Arman Djohan Diponegoro (.....)

Penguji : Prof. DR. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, MSc. (.....)

Penguji : DR. Fitri Yuli Zulkifli, ST., MSc. (.....)

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 11 Juli 2011

## KATA PENGANTAR

Alhamdulillah rabbil'alamin, puji syukur saya panjatkan kepada Allah *subhanahu wata'ala*, karena atas segala rahmat dan karunia-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) Emak dan Bapak saya yang tercinta atas do'a dan dukungannya kepada saya untuk menyelesaikan Tesis ini;
- (3) Isteri dan anak tercinta saya atas keikhlasannya dalam memberikan waktu kepada saya untuk menyelesaikan Tesis ini;
- (4) Mas Teguh Firmansyah yang banyak meluangkan waktu mendampingi dan menjadi teman diskusi dalam menyelesaikan Tesis ini.
- (5) Rekan-rekan mahasiswa Program Magister Teknik FTUI kekhususan Teknik Telekomunikasi tahun 2009 yang telah banyak memberikan dorongan dalam menyelesaikan Tesis ini.

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

Depok, Juli 2011

Penulis

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

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

Nama : DWI MUJI RAHARJO  
NPM : 0906577785  
Program Studi : Teknik Telekomunikasi  
Departemen : Teknik Elektro  
Fakultas : Teknik  
Jenis karya : Tesis

demikian 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 :

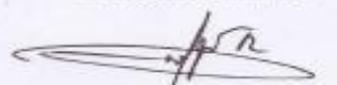
**RANCANG BANGUN SIMULTAN DUAL BAND LNA DENGAN LC-  
RESONATOR MATCHING UNTUK CPE m-BWA PADA FREKUENSI  
2,3 GHz DAN 2,6 GHz**

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

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok  
Pada tanggal : // Juli 2011

Yang menyatakan,

  
DWI MUJI RAHARJO

## ABSTRAK

**Nama** : Dwi Muji Raharjo  
**Program Studi** : Teknik Elektro  
**Judul** : RANCANG BANGUN SIMULTAN DUAL BAND LNA  
DENGAN LC-RESONATOR MATCHING UNTUK CPE  
m-BWA PADA FREKUENSI 2,3 GHz DAN 2,6 GHz

*LNA* merupakan bagian depan rangkaian radio frequency (RF) pada perangkat CPE, low noise amplifier (LNA) memainkan peranan penting terhadap noise dari system secara keseluruhan dari system RF. Rancangan Dual Band LNA merupakan solusi atas kebutuhan pasar akan adanya sebuah perangkat yang memiliki kemampuan multistandard (multi mode/multi band) yang digunakan untuk bisa memberikan penguatan yang cukup tinggi untuk mendorong pada stage selanjutnya dengan derau serendah-rendahnya. Tesis ini membahas rancang bangun rangkaian *dual band LNA* untuk CPE *Mobile Broadband Wireless Access* dengan menggunakan HJFET 3210S01. Untuk mendapatkan fungsi dual band digunakan LC Tank Resonator yang dirancang beresonansi pada frekuensi 2,3GHz dan 2,6 GHz. Rancangan dual band LNA diharapkan menghasilkan *Noise figure yang rendah, gain yang tinggi, stabil tanpa adanya osilasi*, secara simultan. Hasil simulasi menunjukkan bahwa *dual band LNA* ini dapat bekerja pada frekuensi 2,3GHz dan 2,6 GHz dengan gain >12dB, sensitivitas > -73 dBm dan IIP3 >5 dBm. *LNA* ini juga menghasilkan *noise figure < 1dB*. *LNA* ini membutuhkan tegangan catu sebesar 3.5 V. Sedangkan hasil pabrikan yang diperoleh menunjukkan bahwa terjadi penggeseran frekuensi kerja yaitu dari 2,3 GHz dan 2,6 GHz ke frekuensi 1,06 GHz dan 1,61 GHz. Hasil pengukuran didapatkan nilai gain ( $S_{21}$ ) masing-masing 9,275 dB dan 0 dB, input return loss ( $S_{11}$ ) masing-masing -4 dB dan -12 dB, output return loss ( $S_{22}$ ) masing-masing -8,59 dB dan -4 dB dan VSWR masing-masing pada frekuensi 1,63 GHz sebesar 1,0728 dan pada frekuensi 1,06 GHz sebesar 5.

Kata kunci :

*Dual Band, LNA, HJFET, LC-Resonator, m-BWA, CPE*

## ABSTRACT

**Name : Dwi Muji Raharjo**  
**Study Program : Electrical Engineering**  
**Title : DESIGN SIMULTANEOUS DUAL BAND LNA WITH LC-RESONATOR MATCHING FOR CPE m-BWA AT 2,3 GHz AND 2,6 GHz**

LNA is the front-end of radio frequency (RF) on the CPE mobile BWA devices, low noise amplifier (LNA) plays an important role to noise from the system as a whole from the RF system. Dual Band LNA Design is a solution to the needs of the market that there is a device that has the ability multistandard (multi mode / multi band) used to be able to give a high enough reinforcement to encourage the next stage with noise as low. This thesis discusses the design of a series of dual-band LNA for Wireless Mobile Broadband CPE access using HJFET 3210S01. To obtain the dual function of the band used the LC Tank Resonator is designed to resonate at a frequency of 2.3 GHz and 2.6 GHz. The design of dual-band LNA is expected to generate low noise figures, high gain, stable in the absence of oscillations, simultaneously. The simulation results show that the dual-band LNA can work at a frequency of 2.3 GHz and 2.6 GHz with a gain of  $> 12$ dB, sensitivity  $> -73$  dBm and IIP3  $> 5$  dBm. This LNA also generate noise figure  $< 1$ dB. LNA requires supply voltages of 3.5 V. While manufacturing results obtained show that there is shift working frequency of 2.3 GHz and 2.6 GHz to 1.06 GHz frequency GHz and 1.61 GHz. The measurement results obtained value of the gain (S21) 9.275 dB and 0 dB, input return loss (S11) - 4 dB dB and -12 dB, output return loss (S22) dB -8.59 dB and -4 dB, VSWR 5 and 1.0728 respectively.

Keywords :

*Dual Band, LNA, HJFET, LC-Resonator, m-BWA, CPE*

## DAFTAR ISI

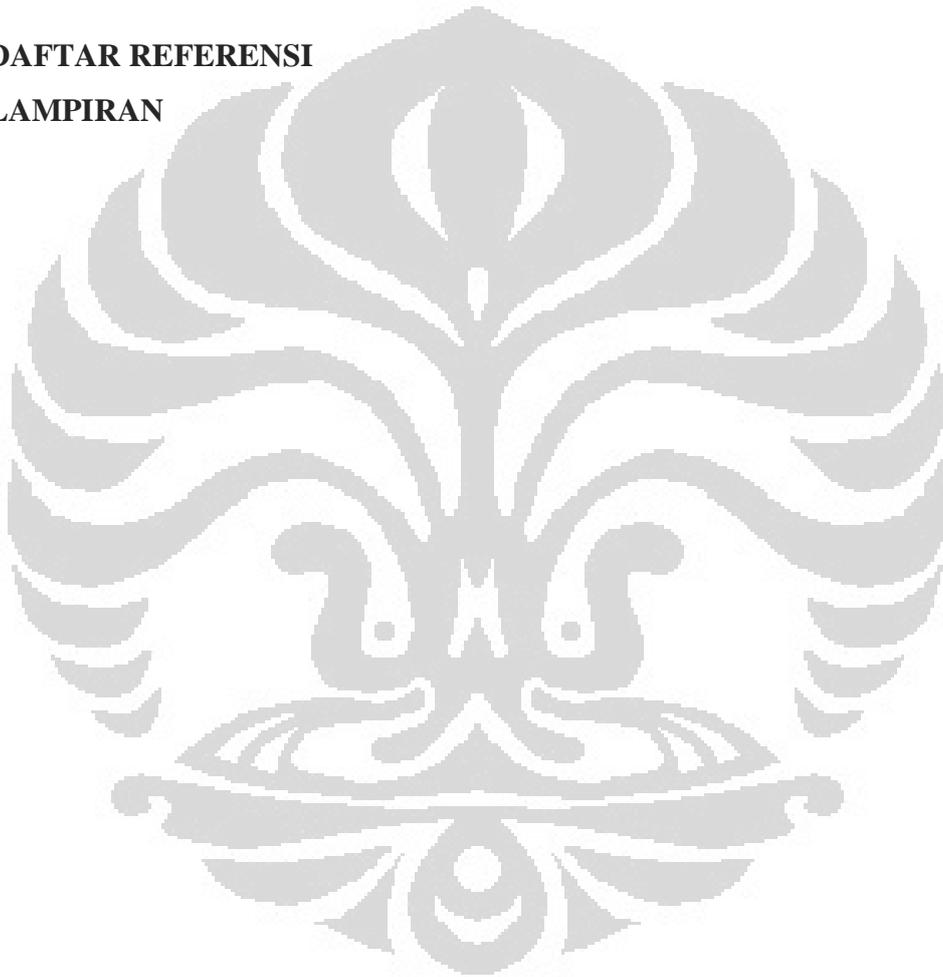
HALAMAN JUDUL .....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS .....	ii
HALAMAN PENGESAHAN.....	iii
KATA PENGANTAR .....	iv
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI .....	v
ABSTRAK .....	vi
ABSTRACT.....	vii
DAFTAR ISI.....	viii
DAFTAR GAMBAR .....	xi
DAFTAR TABEL.....	xiii
<b>1. PENDAHULUAN.....</b>	<b>1</b>
1.1 Latar Belakang .....	1
1.2 Tujuan .....	5
1.3 Batasan Masalah.....	5
1.4 Metode Penelitian.....	5
1.5 Sistematika Penulisan.....	6
<b>2. DUAL BAND LNA m-BWA .....</b>	<b>8</b>
2.1 Mobile Broadband Wireless Access (m-BWA) .....	8
2.1.1 mobile-WiMAX .....	8
2.1.1.1 Profil sistem mobile WiMAX.....	10
2.1.2 LTE .....	12
2.2 Dual Band LNA.....	15
2.2.1 Arsitektur Pesawat Penerima RF .....	15
2.2.2 LNA.....	17
2.2.2.1 Single Band LNA .....	17
2.2.2.2 Dual Band LNA.....	19
2.2.3 Perancangan Dual Band LNA.....	20
2.2.3.1 DC Bias .....	20

2.2.3.2	Kestabilan .....	23
2.2.3.3	Penyesuaian Masukan dan Keluaran .....	24
2.2.3.3.1	LC Resonator .....	24
2.2.3.4	Noise Figure .....	26
2.2.3.5	Input Return Loss .....	27
2.2.4	Scattering Parameter .....	27
2.2.5	Gain .....	29
2.2.5.1	Transducer Power Gain .....	29
2.2.5.2	Operating Power GAIN .....	30
2.2.5.3	Available Power Gain .....	30
<b>3.</b>	<b>RANCANG BANGUN DUAL BAND LNA m-BWA .....</b>	<b>32</b>
3.1	Alur Perancangan Dual Band LNA .....	32
3.2	Spesifikasi Dual Band LNA .....	32
3.3	Pemilihan Transistor .....	34
3.4	Perancangan Rangkaian Bias Transistor .....	34
3.5	Pemeriksaan Kestabilan .....	35
3.6	Penyesuai Impedansi .....	37
3.6.1	Penyesuai Impedansi Input dengan LC Resonator .....	37
3.6.2	Penyesuai Impedansi Output dengan LC Resonator .....	40
3.7	Simulasi Non Linier (Harmonic Balance) .....	40
3.8	Optimasi Rangkaian Mikrostrip .....	42
<b>4.</b>	<b>HASIL SIMULASI DAN ANALISA PENGUKURAN .....</b>	<b>45</b>
4.1	Hasil Simulasi Rangkaian Dual Band LNA .....	45
4.1.1	Simulasi Gain (S21) dari Dual Band LNA .....	45
4.1.2	Simulasi input return loss (S11) dari Dual Band LNA .....	46
4.1.3	Simulasi Output return loss (S22) dari Dual Band LNA .....	47
4.1.4	Simulasi Stability Factor dari Dual Band LNA .....	48
4.1.5	Simulasi VSWR dari Dual Band LNA .....	49
4.1.6	Simulasi Noise Figure dari Dual Band LNA .....	49
4.1.7	Simulasi Respon Frekuensi dari Dual Band LNA .....	50

4.2 Hasil Pengukuran Kinerja Dual Band LNA .....	52
4.1.1 Hasil Pengukuran input return loss (S11) dari Dual Band LNA.....	53
4.1.2 Hasil Pengukuran Gain (S21) dari Dual Band LNA.....	54
4.1.3 Hasil Pengukuran Output return loss (S22) dari Dual Band LNA..	55
4.1.4 Hasil Pengukuran VSWR dari Dual Band LNA .....	56
<b>5. KESIMPULAN .....</b>	<b>59</b>

## **DAFTAR REFERENSI**

## **LAMPIRAN**



## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Arsitektur dasar jaringan LTE .....	13
Gambar 2.2	Diagram blok dari down-converter penerima RF wireless .....	16
Gambar 2.3	Single –band CMOS LNA yang umum dipakai .....	18
Gambar 2.4	Konfigurasi dasar dari cascaded input transistor .....	18
Gambar 2.5	Desain optimalisasi rangkaian cascade input transistor LNA dengan common-base .....	19
Gambar 2.6	Proses Evaluasi dua pesawat penerima yang disusun paralel untuk pesawat penerima dual band concurrent .....	19
Gambar 2.7	Arsitektur pesawat penerima dual band concurrent .....	20
Gambar 2.8	Variasi Gain transistor bipolar dan noise figure sebagai fungsi dari arus dc bias .....	20
Gambar 2.9	Bentuk-bentuk rangkaian bias menggunakan resistive negative feedback pada pada bipolar transistor .....	21
Gambar 2.10	Rangkaian dc bias aktif.....	22
Gambar 2.11	Stability circle pada beban .....	23
Gambar 2.12	Blok rangkaian penguat .....	24
Gambar 2.13	Skema rangkaian dual frekuensi resonator .....	25
Gambar 2.14	Ekivalen rangkaian dari rangkaian LC resonator .....	25
Gambar 2.15	Blok S-parameter .....	28
Gambar 2.16	Blok rangkaian penguat dengan pembagian gain .....	31
Gambar 3.1	Alur Perancangan Dual Band LNA .....	33
Gambar 3.2	Rancangan dual band LNA .....	34
Gambar 3.3	Faktor Kestabilan (faktor K) penguat pada frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz pada biasing transistor NE3210S01 .....	37
Gambar 3.4	Rangkaian Input Matching .....	38
Gambar 3.5	Rangkaian Penyesuai Output .....	40
Gambar 3.6	Perbandingan daya input terhadap output pada kondisi non linier .....	41
Gambar 3.7	Third-order intercept point .....	41
Gambar 3.8	Layout PCB hasil optimasi rangkaian dual band LNA dengan mikrostrip line .....	43

Gambar 3.9	Pabrikasi dual band LNA .....	44
Gambar 4.1	Gain (S21) Dual Band LNA .....	45
Gambar 4.2	Input Return Loss (S11) Dual Band LNA .....	46
Gambar 4.3	Input Return Loss (S11) Dual Band LNA pada Smith Chart .....	47
Gambar 4.4	Output return loss (S22) Dual Band LNA .....	47
Gambar 4.5	Stability factor Dual Band LNA .....	48
Gambar 4.6	Stability faktor Dual Band LNA pada Smith Chart .....	48
Gambar 4.7	Nilai VSWR Dual Band LNA pada Smith Chart .....	49
Gambar 4.8	Noise Figure Dual Band LNA .....	50
Gambar 4.9	Respon frekuensi Vin pada dual band LNA .....	50
Gambar 4.10	Respon frekuensi Vout pada dual band LNA .....	51
Gambar 4.11	Pengukuran kinerja Dual Band LNA yang telah dipabrikasi .....	53
Gambar 4.12	Pengukuran Input Return Loss (S11) Dual Band LNA .....	53
Gambar 4.13	Pengukuran Gain (S21) Dual Band LNA .....	54
Gambar 4.14	Pengukuran Output return loss (S22) Dual Band LNA .....	55
Gambar 4.15	Pengukuran VSWR rangkaian Dual Band LNA .....	56
Gambar 4.16	Grafik perubahan epsilon relative pada FR4 relatif terhadap perubahan frekuensi .....	58

## DAFTAR TABEL

Tabel 2.1	Parameter standar IEEE 802.16 dan tahapan pengembangan .....	9
Tabel 2.2	Karakteristik dasar dari standar IEEE 802.16e-2005 .....	11
Tabel 2.3	Profil sertifikasi mobile WiMAX .....	12
Tabel 2.4	Penentuan bandwidth untuk LTE .....	14
Tabel 2.5	System parameter utama LTE downlink .....	14
Tabel 3.1	Hasil pengukuran S parameter .....	35
Tabel 4.1	Perbandingan hasil simulasi dual band LNA dengan penyesuai impedansi LC Resonator .....	52
Tabel 4.2	Perbandingan hasil simulasi dan pengukuran dual band LNA ...	57



# BAB 1

## PENDAHULUAN

### 1.1. LATAR BELAKANG

Pesatnya perkembangan teknologi di dunia telekomunikasi akhir-akhir ini telah melahirkan banyak standar baru teknologi akses nirkabel pita lebar, misalnya : *wireless local area network* (WLAN), *Global System for Mobile* (GSM), 3G/HSDPA, UMTS, *worldwide interoperability for microwave access* (WiMAX) dan *Long Term Evolution* (LTE). Teknologi-teknologi ini banyak menawarkan keunggulan untuk menjawab kebutuhan aplikasi nirkabel modern saat ini yaitu *high data rate, wide bandwidth, global mobility, service portability, low-cost service*, koheren serta cakupan daerah yang luas dalam menunjang aplikasi multimedia. [1]

Diantara teknologi BWA yang sedang gencar dikampanyekan dan diunggulkan adalah teknologi WiMAX dan LTE. WiMAX merupakan teknologi akses nirkabel pita lebar yang mempunyai kemampuan transfer data hingga 70 Mbps. Untuk kawasan Asia Pasifik, WiMAX menggunakan alokasi frekuensi mulai dari 2,3 GHz, 2,5 GHz, 3,3 GHz, 3,5 dan 5,8 GHz. Pemerintah Indonesia, melalui Dirjen Pos dan Telekomunikasi, telah menetapkan frekuensi kerja WiMAX pada 2,3 dan 3,3 GHz untuk *fixed* WiMAX serta pada 2,3 GHz untuk *mobile*-WiMAX [2]. Sedangkan LTE yang dikampanyekan sebagai layanan 4G memiliki kemampuan yang lebih unggul yaitu transfer data hingga 100 Mbps dengan *coverage* yang lebih luas. Untuk Indonesia, LTE direncanakan pada pita frekuensi 2,6 GHz.

Meningkatnya permintaan akan layanan nirkabel telah mendorong untuk pemenuhan kebutuhan terhadap sebuah perangkat komunikasi nirkabel tunggal yang bisa mendukung operasi multi-standar [1]. Ketersedian perangkat CPE m-BWA yang bisa beroperasi multi standar ini sangat menguntungkan dan lebih efisien bagi *user*, karena *user* tidak perlu memiliki perangkat CPE m-BWA untuk setiap pilihan teknologi.

Pada rangkaian RF *front-end* CPE m-BWA, LNA memainkan peran yang sangat penting dalam mengatur noise sistem secara keseluruhan [5], LNA merupakan rangkaian terdepan dari perangkat penerima RF m-BWA yang digunakan untuk menguatkan sinyal dengan nilai noise yang tetap kecil sebelum diteruskan ke blok rangkaian berikutnya.

Sampai dengan saat ini telah banyak dilakukan penelitian untuk menerapkan operasi dual-band atau multi-band pada *low noise amplifier* (LNA). Secara pokok LNA dibagi menjadi empat kategori : (a) *parallel* LNA, (b) *Switched* LNA, (c) *Wideband* LNA dan (d) *Concurrent* LNA. [2]

Beberapa perancangan dual band LNA diantaranya yaitu perancangan yang dilakukan oleh Ruey-Lue Wang dkk [2] yang bekerja pada frekuensi 2,3 GHz dan 5,2 GHz, dimana untuk mendapatkan fungsi dual band penyesuai impedansi input dan output menggunakan rangkaian cascade seri dan paralel LC resonan. Dengan rangkaian LC resonan *switch band inter-stage* dihasilkan karakteristik *transfer band-switching dual-band*. Dengan konsumsi daya 8.1 mW, hasil terukur penelitian menunjukkan parameter  $S_{11} = < -10$  dan  $< -6$  dB,  $S_{21} = 9$  dan 11.8 dB serta NF = 6,9 dan 6,6 untuk masing-masing pita frekuensi 2.9GHz dan 5.5 GHz.

Perancangan yang dilakukan oleh Hyejeong Song dkk. [2], dimana untuk mendapatkan narrow band gain dan penyesuai impedansi pada dua frekuensi kerjanya 1,8 / 2,14 GHz (dual band) dilakukan dengan men-*switch* kapasitor yang di paralel dengan  $C_g$  dari transistor utama. LNA menggunakan CMOS dengan tegangan 1,5 V dan disipasi daya 7,5 mW, menghasilkan unjuk kerja masing-masing gain 14,54 dB dan 16,6 dB, noise figure 1,75 dB dan 1,97 dB, parameter linieritas  $P_{1dB_{in}}$  -16 dBm dan -5,8dBm serta IP3 -14,8 dBm dan -5,3 dBm masing-masing pada frekuensi 1,8 dan 2,4 GHz.

Sebagai pembandingan Perancangan yang dilakukan oleh Hossain Hashemi dan Ali Hajimiri [3], dengan menerapkan concurrent dual band, menjadikan LNA ini mampu bekerja secara simultan pada dua frekuensi yang berbeda. Dengan operasi concurrent bisa menghasilkan *bandwidth* yang lebih tinggi, disipasi daya yang lebih rendah dan sensitivitas yang kurang pada variasi channel. LNA

ini di desain menggunakan 0,35  $\mu\text{m}$  CMOS. LNA menghasilkan *narrow band gain* dan *matching* pada frekuensi 2,45 GHz dan 5,25 GHz secara simultan,  $I_D = 4$  mA mencapai penguatan 14 dB dan 15,5 dB, *Input return loss* - 25 dB dan - 15 dB, *noise figure* 2,3 dB dan 4,5 dB masing-masing pada frekuensi kerjanya.

Dari beberapa penelitian diatas, untuk mendapatkan fungsi dual band diantaranya dengan metode *Switching* [1],[2], dimana operasi kerja LNA dilakukan dengan mengubah mode operasi sesuai pita frekuensi yang dikehendaki pada satu waktu secara bergantian (tidak bisa bersamaan). Secara umum metode ini telah meningkatkan fungsi system komunikasi, dalam satu perangkat CPE bisa digunakan untuk fungsi dual band, namun demikian dengan metode ini *insertion loss* dari *switch transistor* tetap ada dan performansi *noise figure* sistem memburuk. Akan menjadi kendala jika pesawat penerima ingin digunakan untuk menerima dua / multi pita frekuensi secara bersamaan / simultan karena cara kerjanya bergantian sesuai mode operasi yang dipilih (misalnya : multiband cellular phone dengan GPS/Bluetooth, atau LTE dengan WiMAX) [3]. Sedangkan penelitian yang dilakukan oleh Hashemi [3], dengan menerapkan LC paralel yang di seri dengan induktan pada bagian input sebagai *matching impedansi input* sekaligus sebagai pembentuk respon dual band bisa menunjukkan kinerja dual band LNA yang berfungsi secara simultan, serta rangkaian LC seri di parallel dengan LC paralel pada bagian output untuk meningkatkan fungsi transfer, tetapi performansinya masih kurang baik, *noise figure* yang masih cukup tinggi dan gain yang belum optimal.

Dalam tesis ini, diajukan rancangan rangkaian RF *dual-band low noise amplifier* yang bisa bekerja secara simultan dengan LC-resonator *matching* yang beroperasi pada frekuensi 2,3 GHz untuk mendukung layanan aplikasi mobile WiMAX dan frekuensi 2,6 GHz untuk layanan aplikasi mobile LTE.

Pada penelitian diusulkan desain *topology concurrent* LNA dengan *matching impedansi LC resonator* untuk mendapatkan fungsi dual band LNA yang bisa berkerja secara simultan dengan performansi *noise figure* yang lebih rendah  $< 3.5$  dB [11] dan penguatan lebih dari 12 dB [11], kestabilan yang tinggi diatas  $> 1$ , menekan nilai VSWR  $< 2$  serta stabil terhadap variasi masukan dan

*supply voltage* sehingga karakteristik LNA ini cocok untuk digunakan pada RF front-end m-BWA.

Dalam penelitian ini untuk mendapatkan fungsi dual band diusulkan menggunakan *LC Resonator* dengan cara menghubungkan rangkaian LC paralel di seri dengan LC seri (menambahkan kapasitor yang dihubungkan seri dengan induktan) pada bagian input, namun cara ini masih menunjukkan kelemahan, yaitu sulitnya mendapatkan matching frekuensi pada frekuensi kerja yang sangat berdekatan (2,3 GHz dan 2,6 GHz) dengan lebar pita masing-masing 100 MHz. sehingga selanjutnya di usulkan penambahan kapasitor pada ujung rangkaian *LC resonator* sehingga di dapat frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz dengan frekuensi tengah masing-masing 2,35 GHz dan 2,65 GHz. Dari penelitian, dengan rangkaian LC resonator ini diperoleh fungsi respon dual band yang bisa bekerja secara simultan, dua frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz bisa secara bersamaan diproses.

Beberapa pertimbangan utama dalam desain LNA diantaranya stabilitas (K), *gain*, *bandwidth* (BW), *noise figure* (NF), bias DC, *return loss* dan VSWR. Semua faktor tersebut sangat berkaitan dengan komponen transistor yang digunakan [3]. Sementara itu, nilai *return loss* dan VSWR dapat ditekan dengan mengoptimasi *matching* impedansinya.[4] Nilai *return loss* dan VSWR menjadi sangat penting karena sinyal yang diterima LNA memiliki daya yang kecil [2].

Untuk aplikasi CPE m-BWA diperlukan LNA yang memiliki kestabilan yang tinggi dan *noise figure* yang rendah. Pilihan topology *cascode/concurrent* ditujukan untuk meningkatkan kestabilan, menghemat ruang dan konsumsi daya dibandingkan menggunakan dua LNA yang tersendiri/paralel [3]. Sedangkan untuk mendapatkan performansi *noise figure* yang lebih baik < 1 dB, dalam perancangan dual band LNA ini digunakan HJ FET NE 3210S01 dengan bias DC,  $V_{DS} = 2$  V dan  $I_D = 10$  mA agar memperoleh gain yang tinggi dengan *noise figure* rendah [5], karena HJ FET NE 3210S01 ini memiliki karakteristik super low noise sehingga cocok untuk perancangan LNA.

## 1.2. TUJUAN

Tujuan dari penelitian tesis ini adalah merancang dan implementasi rangkaian RF Dual Band LNA untuk mendukung layanan *Mobile WiMAX* yang beroperasi pada frekuensi 2.3GHz dan layanan *mobile LTE* yang beroperasi pada frekuensi 2,6 GHz.

Dengan mengembangkan desain topology *concurrent* LNA dengan matching impedansi *LC resonator* untuk mendapatkan fungsi dual band LNA yang bisa bekerja secara simultan dengan performansi *noise figure* yang lebih rendah  $< 3.5$  dB [11] dan penguatan lebih dari 12 dB [11], kestabilan yang tinggi diatas  $> 1$ , menekan nilai *VSWR*  $< 2$  serta stabil terhadap variasi masukan dan supply voltage sehingga karakteristik LNA ini cocok untuk digunakan pada RF *front-end* m-BWA.

## 1.3. BATASAN MASALAH

Permasalahan yang dibahas dalam penelitian ini berkisar rancang bangun rangkaian RF Penerima Simultan Dual Band LNA untuk mendukung layanan *Mobile WiMAX* yang beroperasi pada frekuensi 2.3 GHz dan layanan *mobile LTE* yang beroperasi pada frekuensi 2,6 GHz dengan HJ FET NE 3210S01 sebagai penguat dengan LC-Resonator sebagai penyesuai input impedansi sekaligus sebagai pembentuk fungsi dual band. Untuk kemudian dianalisa kinerjanya yang meliputi *gain*, *return loss*, *VSWR*, dan kestabilan terhadap perubahan input masukan, suhu dan variasi tegangan.

## 1.4. METODE PENELITIAN

Penyusunan penulisan pada penelitian ini menggunakan metode sebagai berikut :

- a. Studi literatur
- b. Perancangan
- c. Simulasi
- d. Pabrikasi
- e. Evaluasi /Analisa hasil

## 1.5. SISTEMATIKA PENULISAN

Pembahasan didalam tesis ini secara garis besar disusun dari 5 (lima) bab, yang dapat diuraikan sebagai berikut:

### **BAB I. PENDAHULUAN**

Berisi tentang latar belakang yang mendasari dalam melakukan perancangan rangkaian RF Penerima Simultan Dual Band dengan LC-Resonator Matching untuk mendukung layanan *Mobile WiMAX* yang beroperasi pada frekuensi 2.3GHz dan layanan *Mobile LTE* yang beroperasi pada frekuensi 2,6 GHz pada CPE m-BWA. Didalam pendahuluan terdiri dari penjelasan **Latar Belakang, Tujuan, Perumusan Masalah, Batasan Masalah, dan Sistematika Studi.**

### **BAB II. DUAL BAND LNA m-BWA**

Berisi tentang teori yang mendasari dan sebagai acuan dalam perancangan rangkaian **Simultan Dual Band LNA** untuk mendukung layanan *Mobile WiMAX* yang beroperasi pada frekuensi 2.3GHz dan layanan *Mobile LTE* yang beroperasi pada frekuensi 2,6 GHz. Dasar teori yang diambil terdiri dari dasar teori *WiMAX* yang mencakup dalam pokok bahasan *Mobile WiMAX* dan dasar teori rangkaian RF yang digunakan sebagai dasar **perancangan rangkaian RF Penerima Simultan Dual Band LNA dengan LC-Resonator Matching** untuk mendukung layanan *Mobile WiMAX* yang beroperasi pada frekuensi 2.3GHz dan layanan *Mobile LTE* yang beroperasi pada frekuensi 2,6 GHz.

### **BAB III. RANCANG BANGUN DUAL BAND LNA m-BWA**

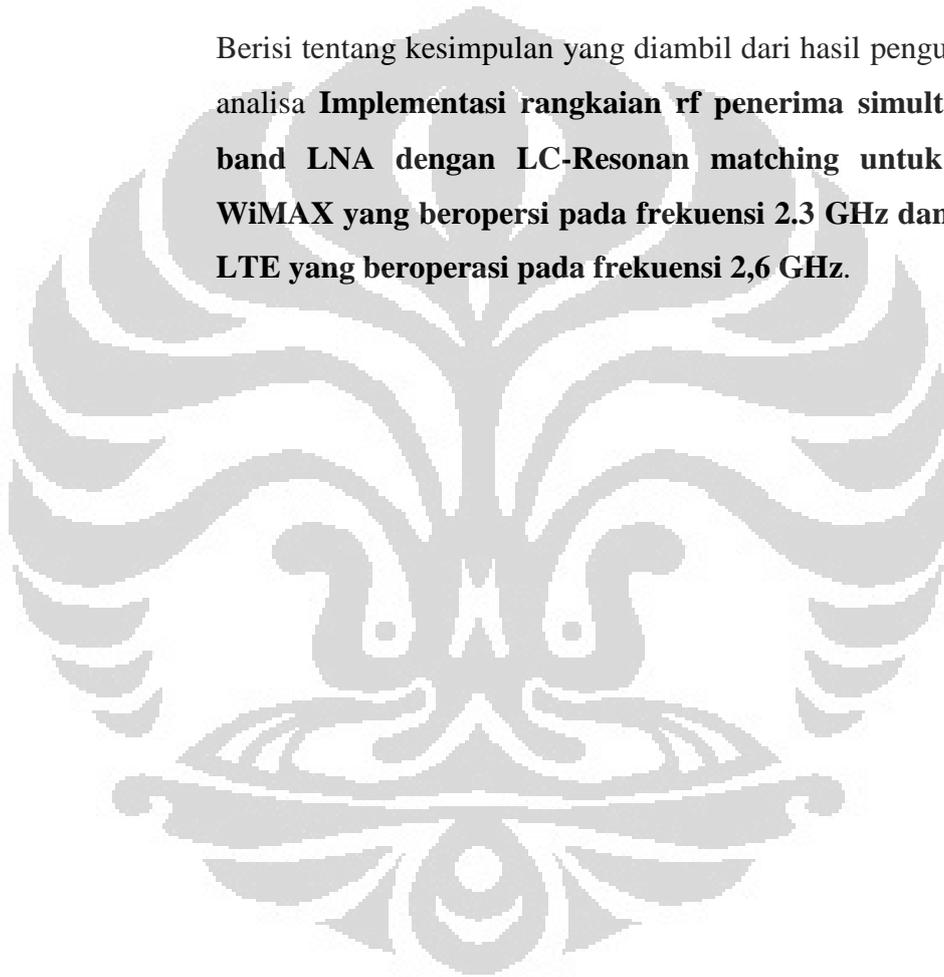
Berisi tentang perancangan yang dibahas secara rinci berdasarkan tiap-tiap tahap dari perancangan dan pembuatan pada rangkaian **Simultan Dual Band LNA dengan LC-Resonator matching** untuk m-BWA.

#### **BAB IV. HASIL PENGUJIAN DAN ANALISA**

Berisi tentang hasil pengujian dan analisa yang dilakukan dalam **Implementasi rangkaian rf penerima simultan dual band LNA dengan LC-Resonan Matching untuk *mobile* WiMAX yang beroperasi pada frekuensi 2.3 GHz dan mobile LTE yang beroperasi pada frekuensi 2,6 GHz pada CPE.**

#### **BAB V. KESIMPULAN**

Berisi tentang kesimpulan yang diambil dari hasil pengujian dan analisa **Implementasi rangkaian rf penerima simultan dual band LNA dengan LC-Resonan matching untuk *mobile* WiMAX yang beroperasi pada frekuensi 2.3 GHz dan mobile LTE yang beroperasi pada frekuensi 2,6 GHz.**



## BAB 2

### DUAL BAND LNA m-BWA

#### 2.1 Mobile Broadband Wireless Access (m-BWA)

Perkembangan teknologi komunikasi telah berkembang dari wireline menuju wireless. Bahkan perkembangan teknologi wireless cenderung jauh lebih tinggi. Kondisi ini didukung oleh semakin banyaknya permintaan akses data dalam berbagai situasi secara real time, anywhere, anytime, anyhow. Setelah sukses dengan GSM (2G) dan UMTS (3G), kini dikembangkan teknologi BWA.

BWA adalah teknologi akses nirkabel pita lebar yang memiliki kapasitas transmisi data pada 1.5 – 2 Mbps (ITU-T, rekomendasi I.113). BWA merupakan layanan pita lebar yang menawarkan akses internet berkecepatan tinggi hingga 256 kbps melalui jaringan nirkabel (*wireless*). Beberapa teknologi yang mendukung layanan BWA yaitu WiMAX (802.16), Wi-Fi (802.11), mobile-fi, CDMA1xEVDO (3GPP2), dan WCDMA (3GPP). Dalam penyelenggaraannya, BWA dapat dikategorikan dalam fixed-BWA dan mobile-BWA. Fixed-BWA menawarkan layanan akses pelanggan tetap, sedangkan mobile-BWA dapat diakses oleh pelanggan tetap dan bergerak.

##### 2.1.1 mobile-WiMAX

Konsep dasar dalam *Mobile WiMAX* diambil dari pengembangan berbasis WiMAX. WiMAX pada awalnya dibangun oleh WiMAX Forum dengan menggunakan standar yang dikeluarkan oleh *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE). IEEE telah mengembangkan suatu standar untuk sistem *Broadband Wireless Access* (BWA) yang dinamakan IEEE 802.16 [1]. Didalam sistem jaringan BWA terdapat dukungan *throughput* yang tinggi, memiliki skalabilitas pada tingkat yang lebih tinggi, memiliki dukungan pada *Quality of Service* (QoS), memiliki keamanan dengan tingkat yang lebih tinggi, serta pencakupan radio secara merata.

Amandemen IEEE 802.16 menjadi standar dasar peningkatan sistem untuk mendukung sistem antena lanjutan dan *Subscriber Station* (SS) bergerak. Seperti

yang ditunjukkan dalam Tabel 2.1, IEEE 802.16 dikembangkan untuk memenuhi kebutuhan selular dan *broadband* berdasarkan pada area pencakupan dan layanan *wireless* yang dapat melalui akses tetap (*fixed*) dan berpindah-pindah (*mobile*).

Tabel 2. 1 Parameter standar IEEE 802.16 dan Tahapan Pengembangan [7]

Parameter	IEEE 802.16	IEEE 802-2004 <sup>1</sup>	IEEE 802.16e-2005 <sup>2</sup>
Pita frekuensi	10 GHz – 66 GHz	2 GHz – 11 GHz	2 GHz – 11 GHz untuk aplikasi tetap, 2 GHz – 6 GHz untuk aplikasi bergerak
Aplikasi	LOS tetap	NLOS tetap	NLOS tetap dan bergerak
Arsitektur MAC	<i>Point-to-multipoint, mesh</i>	<i>Point-to-multipoint, mesh</i>	<i>Point-to-multipoint, mesh</i>
Skema transmisi	Hanya <i>single carrier</i>	<i>Single carrier</i> , 256 OFDM atau 2.048 OFDM	<i>Single carrier</i> , 256 OFDM atau <i>scalable</i> OFDM dengan <i>subcarrier</i> 128, 512, 1.025, atau 2.048
Modulasi	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM
Laju data	32 Mbps – 134.4 Mbps	1 Mbps – 75 Mbps	1 Mbps – 75 Mbps
<i>Multiplexing</i>	<i>Burst</i> TDM/TDMA	<i>Burst</i> TDM/TDMA/OFDMA	<i>Burst</i> TDM/TDMA/OFDMA
<i>Duplexing</i>	TDD dan FDD	TDD dan FDD	TDD
Lebar pita kanal	20MHz, 25 MHz, 28 MHz	1.25 MHz, 1.75 MHz, 3.5 MHz, 5 MHz, 7 MHz, 8.75 MHz, 10 MHz, 14 MHz, 15 MHz	1.25 MHz, 1.75 MHz, 3.5 MHz, 5 MHz, 7 MHz, 8.75 MHz, 10 MHz, 14 MHz, 15 MHz
Implementasi	Tidak ada	256 OFDM sebagai <i>Fixed</i> WiMAX	<i>Scalable</i> OFDMA sebagai <i>Mobile</i> WiMAX

*Mobile* WiMAX dibangun berdasarkan pada standar IEEE 802.16e-2005.

Pengembangan standar tersebut menggabungkan layanan tetap dengan layanan

<sup>1</sup> Institut of Electrical and Electronics Engineers. *IEEE std 802.16-2004; IEEE standard for Local and metropolitan area network (MAN); Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*. Oct 1, 2004.

<sup>2</sup> Institut of Electrical and Electronics Engineers. *IEEE std 802.16e-2005; IEEE standard for Local and metropolitan area network (MAN); Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, Amandemnt 2: Physical and Medium Access Control Layer for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Band and Corrigendum 1*, Feb 28, 2006.

bergerak menjadi suatu bentuk arsitektur jaringan yang sama seperti pada sistem selular, yang dibentuk dengan *base station* (BS) agar dapat mendukung terminal-terminal layanan tetap, *portable*, dan bergerak. Namun, ada bagian yang tidak sama dengan sistem selular yang telah ada, teknologi *backbone* yang digunakan *Mobile WiMAX* adalah *all internet protocol* (IP).

Diantara bentuk penting *Mobile WiMAX*, yaitu sistem *multiple access* dengan menggunakan *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA) dan sistem dengan menggunakan subkanalisasi. Standar IEEE 802.16 memasukkan *physical layer* (PHY) OFDMA dengan subkanalisasi yang menyediakan sumber waktu dan frekuensi menjadi sangat dinamis untuk dialokasikan pada *multiple user* melalui *subframe downlink* (DL) dan *uplink* (UL). Selain itu, penggunaan sistem subkanalisasi bertujuan agar pengguna dapat melakukan alokasi komponen spektrum dengan melalui *bandwidth* yang tersedia terhubung pada seluruh pengguna yang lain. Hal ini memberikan keuntungan terhadap diferensitas frekuensi tanpa terjadi loncatan frekuensi.

#### **2.1.1.1 Profil sistem mobile WiMAX**

Diketahui bahwa standar IEEE 802.16e-2005 memiliki dua dukungan sistem *duplexing*, yaitu *Time Division Duplexing* (TDD) dan *Frequency Division Duplexing* (FDD). Namun, profil sistem *Mobile WiMAX* hanya menggunakan TDD *mode* pada sistem operasinya dengan pertimbangan bahwa dukungan alokasi dinamis pada sumber radio *downlink* (DL) dan *uplink* (UL) berguna untuk mengefektifkan dukungan trafik asimetris DL/UL dimana hal tersebut menjadi bagian utama dalam aplikasi internet.

Alokasi sumber radio dalam DL dan UL ditentukan oleh titik *switching* DL/UL. Alasan kedua, DL dan UL berada dalam kanal frekuensi yang sama. Hal ini berguna untuk memberikan suatu bentuk timbal balik pada kanal agar menjadi lebih baik dan memperbaiki dukungan adaptasi sambungan. Dalam hal ini menggunakan teknik *Multiple-Input-Multiple-Output* (MIMO) yang merupakan teknik antena lanjutan dengan sistem *close loop* dan *beamforming*. Alasan ketiga,

kanal frekuensi tunggal dalam DL dan UL dapat menyediakan fleksibilitas yang lebih baik pada alokasi spektrum.

Karakteristik dasar pada standar IEEE 802.16e-2005 ditunjukkan didalam Tabel 2.2. Didalam Tabel tersebut diberikan standar dengan berbagai macam pilihan desain yang berbeda-beda dengan tujuan agar dapat digunakan sebagai bagian yang paling mendasar dalam suatu perancangan. Standar ini dikembangkan sesuai dengan berbagai macam aplikasi dan scenario menurut penggunaannya.

**Tabel 2. 2 Karakteristik dasar dari standar IEEE 802.16e-2005**

Parameter	IEEE 802.16e-2005
Pita frekuensi	2 GHz – 11 GHz ( <i>fixed</i> ) 2 GHz – 6 GHz ( <i>mobile</i> )
Aplikasi	<i>Fixed</i> dan <i>mobile</i> NLOS
Arsitektur MAC	<i>Point-to-multipoint, mesh</i>
Skema transmisi	<i>Single carrier, 256 OFDM</i> atau <i>scalable OFDM</i> dengan 128, 512, 1024, 2048 <i>subcarrier</i>
Modulasi	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
<i>Gross data rate</i>	1 Mbps – 75 Mbps
Multiplexing	<i>Burst</i> TDM/TDMA/OFDMA
Pita kanal	1.75 MHz, 3.5 MHz, 7 MHz
Lebar pita kanal	1.75 MHz, 3.5 MHz, 7 MHz, 14 MHz, 1.25 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 8.75 MHz

Selain itu, Forum WiMAX juga menentukan profile sertifikasi mobilitas berdasarkan standar IEEE 802.16e-2005 yang bertujuan untuk melakukan pengembangan dan sertifikasi profil sistem *Mobile* WiMAX berdasarkan pada standar terbaru. Hal ini seperti yang ditunjukkan pada Tabel 2.3.

**Tabel 2. 3 Profil sertifikasi Mobile WiMAX**

Pita Frekuensi	Lebar Pita Kanal	Duplexing
2.3GHz – 2.4GHz	5MHz	TDD
	8.75MHz	
	10MHz	TDD
2.305GHz – 2.320GHz 2.345GHz – 2.360GHz	3.5MHz	TDD
	5MHz	TDD
	10MHz	TDD

### 2.1.2 LTE

LTE (Long Term Evolution) adalah sebuah proyek baru dari komunikasi udara dengan kinerja tinggi untuk sistem komunikasi bergerak selular. Ini adalah langkah terakhir menuju generasi ke-4 (4G) dari teknologi radio frekuensi yang dirancang untuk meningkatkan kapasitas dan kecepatan jaringan telepon mobile. yang mana generasi sekarang, dari jaringan telekomunikasi bergerak yang terkenal adalah 3G (untuk “generasi ketiga”), LTE dipasarkan sebagai 4G. Namun, tidak sepenuhnya sesuai dengan persyaratan 4G Advanced IMT. Sebagian besar operator selular di Amerika Serikat dan beberapa operator di seluruh dunia mengumumkan rencana untuk mengubah jaringan mereka menjadi LTE dimulai pada tahun 2009. Pemakaian pertama di dunia tentang LTE dibuka oleh TeliaSonera di ibukota Skandinavia Stockholm dan Oslo pada 14 Desember 2009.

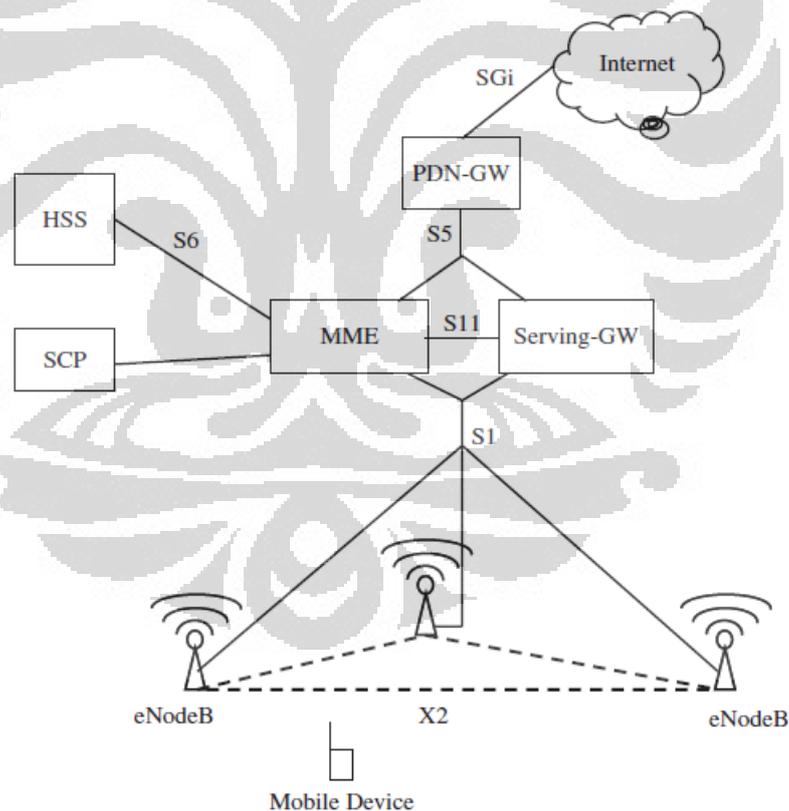
LTE merupakan satu set perangkat tambahan ke Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) yang akan diperkenalkan pada 3rd Generation Partnership Project (3GPP) Release 8. Banyak dari 3GPP Release 8 akan fokus pada komunikasi mobile dengan mengadopsi teknologi 4G, termasuk all-IP arsitektur jaringan datar. Sebagaimana terlihat pada Gambar 2.1.

Spesifikasi LTE yang memberikan tingkat puncak downlink sedikitnya 100 Mbps, dan uplink paling sedikit 50 Mbps dan RAN round-trip kurang dari 10 ms. LTE mendukung operator bandwidth bervariasi, dari 20 MHz turun menjadi

1,4 MHz dan mendukung teknologi division duplexing (FDD) dan teknologi time division duplexing (TDD). Sebagaimana tampak pada Tabel 2.4 dan Tabel 2.5.

Bagian dari standar LTE adalah Arsitektur Sistem Evolution, sebuah flat jaringan berbasis IP yang dirancang untuk menggantikan arsitektur GPRS Core Network dan memastikan dukungan untuk, dan mobilitas antara, beberapa warisan atau non-sistem 3GPP, misalnya GPRS dan WiMax masing-masing.

Keuntungan utama dengan LTE throughput yang tinggi, latency rendah, *plug and play*, FDD dan TDD pada platform yang sama, peningkatan pengalaman pengguna akhir dan arsitektur sederhana yang mengakibatkan biaya operasional yang rendah. LTE akan juga mendukung seamless lewat ke sel menara dengan teknologi jaringan yang lebih tua seperti GSM, cdmaOne, W-CDMA (UMTS), dan CDMA2000.



Gambar 2.1 Arsitektur dasar jaringan LTE (books : beyond 3g)

Tabel 2.4 Penentuan bandwidth untuk LTE (sumber : books beyond 3g)

Bandwidth	Number of subcarriers	FFT size
1.25 MHz	76	128
2.5 MHz	151	256
5 MHz	301	512
10 MHz	601	1024
15 MHz	901	1536
20 MHz	1201	2048

Tabel 2.5 System parameters utama LTE downlink [3GPP06a].

Transmission BW	1.25 MHz	2.5 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Sub-frame duration	0.5 ms					
Sub-carrier spacing	15 kHz					
Sampling frequency	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
FFT size	128	256	512	1024	1536	2048
Number of sub-carriers <sup>a</sup>	76	151	301	601	901	1201
No. of OFDM symbols per sub-frame (short/long CP)	6/7					
Short CP <sup>b</sup> ( $\mu$ s/samples)	(4.69/9), (5.21/10)	(4.69/18), (5.21/20)	(4.69/36), (5.21/40)	(4.69/72), (5.21/80)	(4.69/108), (5.21/120)	(4.69/144), (5.21/160)
Long CP ( $\mu$ s/samples)	(16.67/32)	(16.67/64)	(16.67/128)	(16.67/256)	(16.67/384)	(16.67/512)
Channel code	3GPP Rel. 6 compliant Turbo code with basic rate 1/3					
Rate Matching	3GPP Rel. 6 compliant					

<sup>a</sup>Includes DC sub-carrier which contains no data.

<sup>b</sup>The first row is for the first 6 symbols, and the second row is for the last symbol.

## 2.2 DUAL BAND LNA

### 2.2.1 Arsitektur Pesawat penerima RF

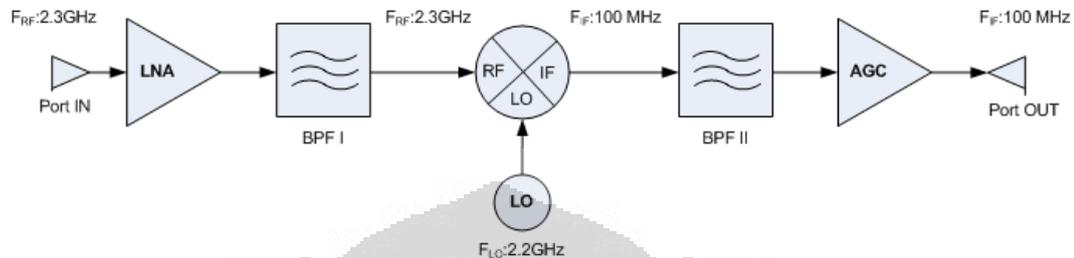
Dalam pengembangan sistem RF diperlukan pemahaman prinsip dasar sistem komunikasi. Prinsip dasar tersebut meliputi input modulator pemancar hingga output demodulator penerima, dan keseluruhan diantaranya. Untuk menggambarkan arsitektur *mobile station* (MS) yang dalam hal ini dapat juga disebut *customer premises equipment* (CPE), didalamnya terdiri atas *radio transceiver*, prosesor *baseband*, dan lain sebagainya. Didalam *radio transceiver* terdiri atas *receiver* dan *transmitter*. Hubungan antar *transmitter*, *receiver*, antena, *air interface*, dan modulasi, beserta pemilihan macam-macam komponen sistem, tingkat, dan spesifikasi dapat digunakan sebagai pengembangan seluruh desain RF.

Bervariasinya kemampuan RF yang ada pada suatu tingkat sistem RF, menunjukkan bahwa kemampuan tersebut dapat diubah menjadi suatu desain rangkaian. Pada kenyataannya, rangkaian RF memiliki bentuk yang rumit, hal ini disebabkan pengalaman *wireless* yang ada menggunakan pita berlisensi dan tak berlisensi. Solusi demikian mempermudah agar dapat mempergunakan beberapa frekuensi RF sesuai peraturan yang berbeda-beda.

Beberapa arsitektur utama RF dibahas dan di-implikasikan sebagai spesifikasi WiMAX yang diperluas kedalam bagian *intermediate frequency* (IF). Dari beberapa blok subsistem RF menggunakan spesifikasi dari WiMAX dan memiliki implikasi untuk desain rangkaian RF, kanal *bandwidth*, *radio frequency band*, *noise figure*, tingkat daya output, serta pengelompokan *gain*.

Letak standar komunikasi modern diperlukan mengenai spesifikasi kunci sistem, seperti sensitifitas RF dan penolakan respon yang tak dikehendaki. Spesifikasi sistem ini harus dipisahkan kedalam masing-masing spesifikasi rangkaian melalui keseluruhan model sistem dengan akurat. Sensitifitas RF merupakan pengukuran pada suatu penerima dapat merespon sinyal yang lemah ini. Terdapat beberapa pengukuran sensitivitas, antara lain *signal-to-noise ratio* (SNR), rasio distorsi, dan *noise figure*. Sesekali sensitivitas dikhususkan pada kebutuhan *gain*, atau rugi-rugi, dari tiap komponen yang dapat ditentukan.

Parameter kunci sistem yang lain adalah respon yang *spurious* penerima. Mixer pada penerima secara tipikal menyebabkan respon *spurious*. Harmonisa RF dan LO mencampur dan membentuk respon pada frekuensi IF yang diinginkan.



Gambar 2.2 Diagram blok dari *down-converter* penerima RF wireless [7]

Diagram blok penerima RF secara khusus ditunjukkan dalam Gambar 2.2. Antena menerima gelombang elektromagnetik yang diradiasikan dari berbagai sumber berdasarkan kisaran bidang frekuensi secara relatif. Untuk pertama kali sinyal ditekan ke dalam *low-noise amplifier* (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 merubah 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 (secara tipikal kurang dari 100MHz). 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 relative menjadi frekuensi IF rendah sebelum dilakukan demodulasi pada akhirnya.

Hal yang menjadi perhatian penting dalam penerima *superheterodyne* adalah *image frequency*, karena beberapa sinyal yang diterima didalam 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*.

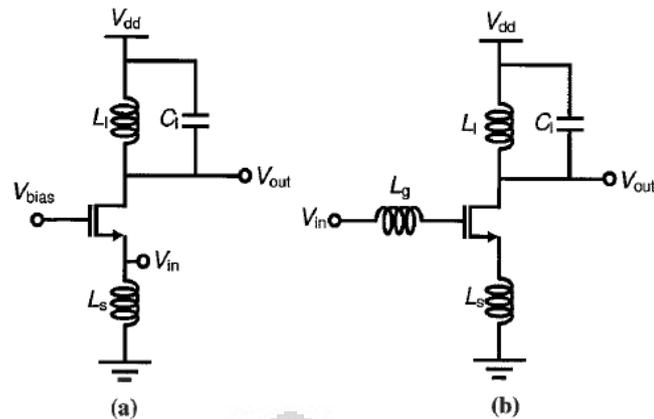
Pemfilteran *image* selanjutnya sinyal IF yang tinggi oleh karena menghilangkan sinyal *image* dan mendapatkan sinyal yang diinginkan. Hal ini akan membuat pemfilteran pada *image* bertugas yang lebih sederhana, dan mengurangi resiko pada variasi kelompok *delay* yang berlebihan yang disebabkan oleh frekuensi rapat yang luar biasa.

### 2.2.2 LNA

LNA merupakan salah satu blok rangkaian dalam sistem penerima RF (*Radio Frequency*) yang digunakan untuk memperkuat sinyal. Dalam komunikasi nirkabel, LNA harus sanggup menerima sinyal yang sangat lemah dari pengirim dan harus mampu memperkuat sinyal tersebut sampai beberapa puluh dB agar dapat dicapai level yang cukup untuk diberikan ke perangkat penerima. Oleh karena itu, parameter yang perlu diperhatikan dalam merancang LNA yaitu *gain*, *noise figure*, masukan dan keluaran rangkaian penyesuai impedansi, dan kestabilan.

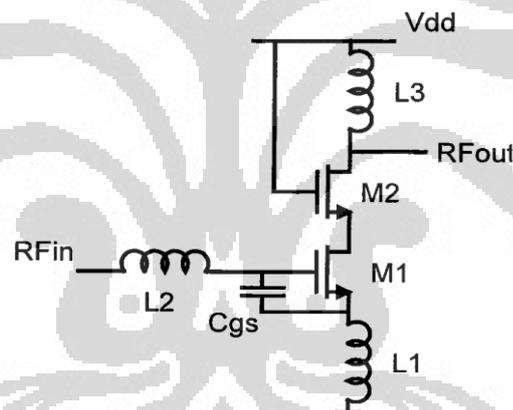
#### 2.2.2.1 Single Band LNA

Ada beberapa topologi telah diajukan untuk penerapan band tunggal LNA, namun berikut topologi yang populer dipakai, yaitu common-gate topology dan inductively degenerated common-source stage, seperti pada Gambar 2.3. Konfigurasi common-gate menggunakan bagian resistive ke source dari transistor untuk menyelaraskan input ke nilai source impedansi (e.g.,  $50\Omega$ ). Pada common-source LNA, inductive degeneration digunakan untuk menghasilkan bagian real yang dibutuhkan untuk menyelaraskan LNA input ke bagian antenna atau filter.



Gambar 2.3 Single-band CMOS LNA yang umum dipakai. (a) Common-gate. (b) Common-source dengan inductive degeneration. [2]

Untuk meningkatkan kestabilan digunakan arsitektur cascoded input transistor sebagaimana pada Gambar 2.4



Gambar 2.4 Konfigurasi dasar dari *cascaded input* transistor [2]

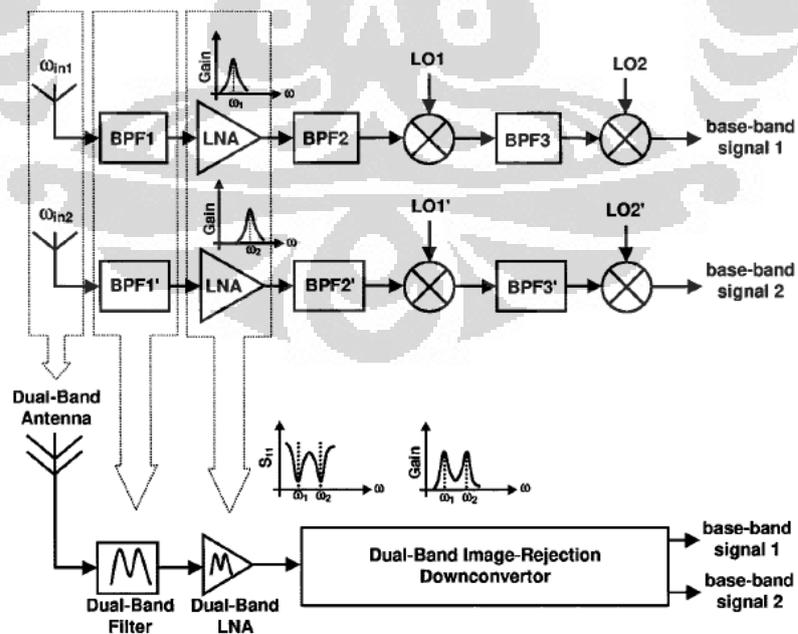
Pada Gambar 2.4, diketahui bahwa transistor  $M_1$  berlaku sebagai transistor input dan  $M_2$  berlaku sebagai *cascade* transistor. Induktor  $L_1$  dan  $L_2$  bertugas sebagai penala pada rangkaian LNA. Kapasitor  $C_{gs}$  memberikan kapasitansi *parasitic gate-source* dari  $M_1$ .

Dari konfigurasi dasar tersebut selanjutnya telah diteliti lagi penggunaannya seperti pada Gambar 2.5 dengan performance yang cukup baik [7].

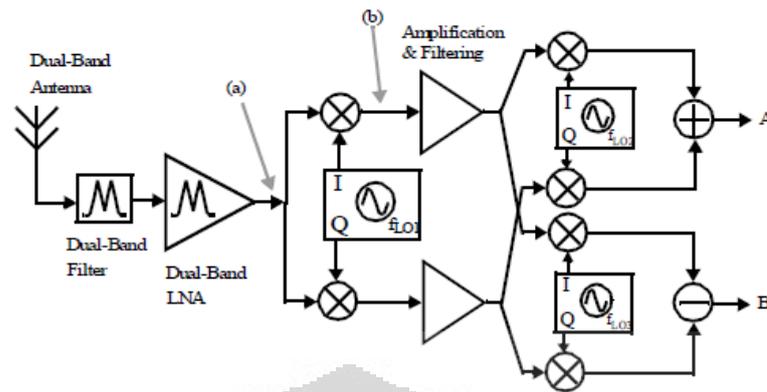
Gambar 2.5 Desain optimalisasi rangkaian *cascade input transistor* LNA dengan common-base [7]

### 2.2.2.2 Dual Band LNA

Perkembangan dual band juga telah banyak dilakukan penelitiannya. Awalnya dual band disusun dengan menggabung dua pesawat penerima lalu karena alasan boros daya dan bentuk yang besar sehingga dibuat terintegrasi dengan berbagai desainnya, evolusi perkembangan seperti pada Gambar 2.6 dan Gambar 2.7.



Gambar 2.6 Proses Evolusi dua pesawat penerima yang disusun parallel untuk pesawat penerima dual-band concurrent [5]

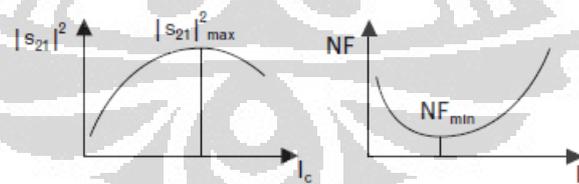


Gambar 2.7 – Arsitektur pesawat penerima dual band concurrent [5]

## 2.2.3 Perancangan Dual Band LNA

### 2.2.3.1 DC Bias

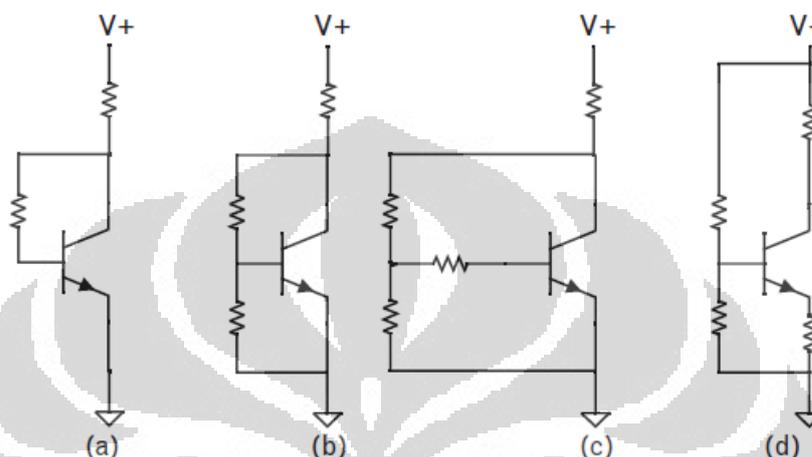
Biasing merupakan langkah awal dalam merancang sebuah LNA, setelah dipilih Transistor apa yang akan digunakan sesuai dengan spesifikasi yang diharapkan. Rangkaian bias diperlukan untuk menentukan titik kerja dari sebuah transistor. Rangkaian DC bias sangat penting dalam kesuksesan kerja rangkaian RF. Parameter RF dari transistor akan berubah-ubah dengan adanya perubahan pada DC bias, sebagaimana ditunjukkan pada Gambar 2.8, tampak jelas ketika ada perubahan kondisi bias, performansi RF juga akan bergeser. Perhatikan bahwa Gain maksimum dan Noise Figure minimum sebesar arus bias.



Gambar 2.8 Variasi Gain transistor bipolar dan noise figure sebagai fungsi dari arus dc bias. [10]

Ada beberapa metode dalam melakukan biasing transistor khususnya FET, yaitu DC bias pasif dan DC bias aktif, DC bias pasif adalah salah satu cara untuk membias FET, terdapat beberapa bentuk tetapi dalam praktiknya yang baik menggunakan beberapa model umpan balik [10] dalam rangkaian bias ini dapat meminimalkan tegangan dc dan perubahan kondisi komponen. Ada beberapa

bentuk kemungkinan konfigurasi rangkaian umpan balik negatif yang ditunjukkan pada Gambar 2.9. Semua opsi ini bersifat disipatif (yaitu mengambil daya dari sumber dc). Tetapi Ketika daya yang hilang sudah kritis, kita perlu mempertimbangkan rangkaian bias aktif, seperti pada Gambar 2.10, Biasing aktif menawarkan tingkat stabilitas dc yang lebih tinggi.

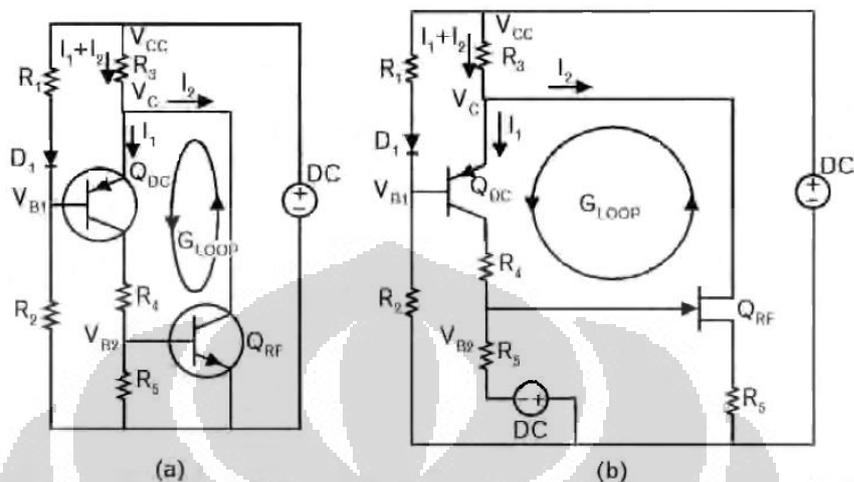


Gambar 2.9 Bentuk-bentuk rangkaian bias menggunakan resistive negative feedback pada bipolar transistors untuk meningkatkan efektivitas: (a) collector-base parallel feedback, (b) collector-base parallel feedback dengan voltage divider, (c) collector-base parallel feedback dengan voltage divider ditambah current source resistor, dan (d) emitter feedback.

Karena dc feedback selalu menurunkan tegangan suplai daya yang tersedia, sehingga sulit untuk mendapatkan umpan balik yang efektif mengingat kebutuhan untuk operasi tegangan rendah. Jika umpan balik tidak memadai dan analisis statistik menunjukkan variasi yang signifikan bias-sirkuit, mungkin beberapa biasing aktif diperlukan. Aktif biasing dapat dicapai dengan rangkaian fungsi khusus atau dengan menambahkan transistor frekuensi rendah yang mengontrol tegangan bias dc. Gambar 2.10 menunjukkan dua kemungkinan topologi rangkaian dc untuk aplikasi bias aktif, satu untuk bipolar dan satu untuk sebuah transistor efek medan.

Dalam kedua hal kita harus mengisolasi transistor bias aktif dari perangkat RF melalui rentang frekuensi yang luas. RF isolasi dibutuhkan untuk menghindari kerugian dalam transistor bias. Tidak kalah penting adalah frekuensi rendah

isolasi untuk menghindari osilasi frekuensi rendah (kadang-kadang disebut motor-boat) dalam loop umpan balik yang dibentuk oleh kedua perangkat.



Gambar 2.10 Rangkaian dc bias aktif pada (a) bipolar transistor dan *enhancement mode FETs* dan (b) *depletion-mode FETs*. Q<sub>dc</sub> adalah bias transistor dan Q<sub>RF</sub> adalah komponen RF.

Dalam Gambar 2.10 (a), tegangan dasar,  $V_{B1}$ , dari bias transistor diatur pada sekitar 0.75V untuk 0.8V bawah  $V_C$ , tegangan kolektor diinginkan Q<sub>RF</sub>. Arus melalui resistor  $R_3$  ditentukan oleh perbedaan tegangan antara  $V_{CC}$  dan  $V_C$ , membentuk sumber arus konstan ( $I_1 + I_2$ ). Sebagian besar arus total melalui Q<sub>RF</sub>, karena  $I_2$  dari Q<sub>RF</sub> jauh lebih besar dibandingkan  $I_1$  dari Q<sub>dc</sub>. Diode antara  $R_1$  dan  $R_2$  tergantung offset suhu junction basis-emitor dari Q<sub>dc</sub>. Untuk modus-depleksi RF FET rangkaian aktif mirip [Gambar 2.10 (b)], namun dibutuhkan power supply ganda untuk menerapkan bias negatif terhadap gerbang FET tersebut.

Pada aplikasi rangkaian tegangan rendah skema bias aktif Gambar 2.10 dapat menyebabkan drop tegangan berlebihan. Pendekatan alternatif adalah dengan menggunakan kontroler bias yang tersedia secara komersial. Komponen kontrol bias diintegrasikan ke dalam rangkaian penguat RF, Bias Aktif ini menawarkan penguatan dc yang tinggi dan stabilitas tanpa adanya syarat.

### 2.2.3.2 Kestabilan

Kestabilan dalam merancang suatu LNA merupakan faktor yang sangat penting karena hal tersebut menentukan apakah suatu sistem tersebut layak digunakan. Di dalam rangkaian *two-port*, osilasi mungkin terjadi apabila koefisien masukan maupun keluaran lebih besar dari satu yang akan mengakibatkan hambatan negatif pada *port*. Ketidakstabilan ditandai dengan :  $|\Gamma_{IN}| > 1$  atau  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ , di mana pada kasus unilateral  $|S_{11}| > 1$  atau  $|S_{22}| > 1$  [2].

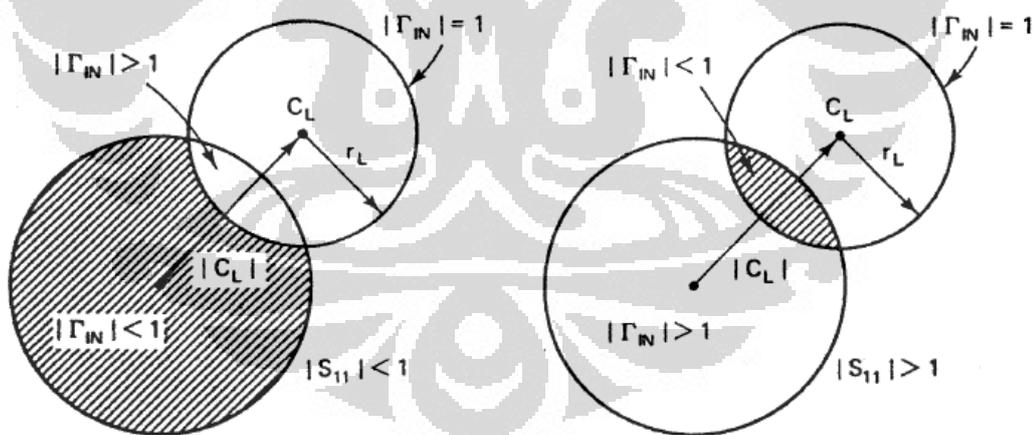
Syarat kestabilan dinyatakan oleh :

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.1)$$

dan

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (2.2)$$

Persamaan (2.1) dan (2.2) direpresentasikan dalam *circle* pada Smith *chart* yang disebut *stability circle*. Gambar 2.11 mengilustrasikan *stability circle* pada beban.



Gambar 2.11 *Stability circle* pada beban. [6]

Di mana  $C_L$  adalah pusat kestabilan dan  $r_L$  adalah radius.

Untuk melihat kestabilan dapat ditentukan dengan faktor  $K$  yang ditentukan oleh :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.3)$$

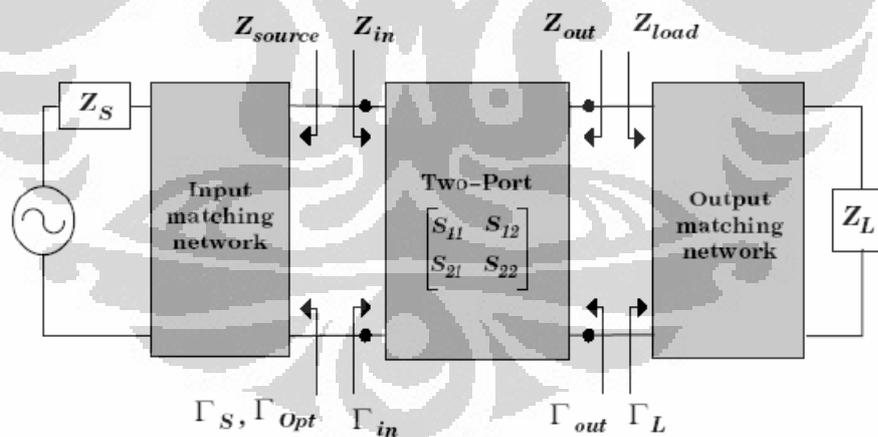
Dimana :

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.4)$$

Syarat yang harus dipenuhi agar sistem stabil adalah nilai  $K > 1$  dan  $\Delta < 1$ .

### 2.2.3.3 Penyesuaian masukan dan keluaran

Rangkaian penyesuai impedansi merupakan suatu rangkaian yang menyediakan performansi optimum pada LNA. Alasan utama dirancang rangkaian penyesuai impedansi adalah agar daya yang dikirim dari sumber dapat maksimum dan juga bertujuan untuk mencapai koefisien refleksi masukan sama dengan nol. Pada blok rangkaian penguat, terdapat rangkaian penyesuai impedansi yang ditunjukkan pada Gambar 2.12.

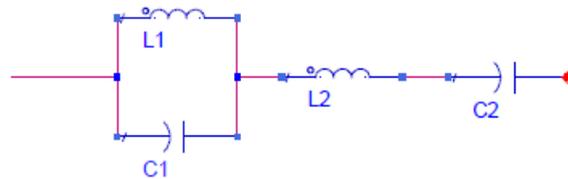


Gambar 2.12 Blok rangkaian penguat.[6]

#### 2.2.3.3.1 LC Resonator

Untuk membentuk frekuensi respon dual band dalam perancangan dual band LNA ini penulis menggunakan rangkaian LC Resonan pada kedua sisi yang sekaligus sebagai penyesuai masukan dan penyesuai keluaran. Prinsip kerja dari

LC resonator adalah, dibuat rangkaian LC Paralel dan LC Seri yang disusun secara seri, selanjutnya dituning sehingga mendapatkan frekuensi respon yang dikehendaki, seperti pada Gambar 2.13



Gambar 2.13 Skema rangkaian dual frekuensi resonator [8]

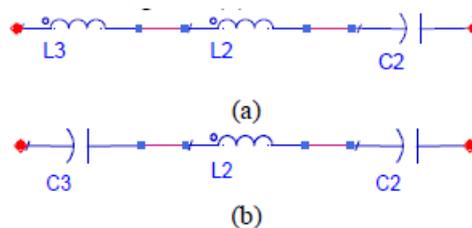
Rangkaian parallel LC resonator terdiri dari inductor  $L_1$  dan kapasitor  $C_1$ . Frekuensi resonansinya dipilih pada frekuensi  $\omega_A$  antara pita 2,3 GHz dan 2,6 GHz. Nilai frekuensi angular ( $\omega_A$ ) diberikan oleh :

$$\omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (2.5)$$

Sama seperti sebelumnya, frekuensi resonan dari rangkaian *seri LC resonator*, yang terdiri dari induktor  $L_2$  dan kapasitor  $C_2$ , dipilih pada frekuensi lainnya  $\omega_B$  yang berlokasi pada pita frekuensi yang sama. [8], nilai frekuensi angular ( $\omega_B$ ) diberikan oleh :

$$\omega_B = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.6)$$

Rangkaian parallel LC akan nampak bersifat induktif ketika frekuensi kerja lebih rendah dari  $\omega_A$  (2,3 GHz), sehingga ekuivalen dengan induktansi  $L_3$ , seperti nampak pada Gambar 2.14 (a). dan ketika frekuensi kerja lebih tinggi daripada  $\omega_A$  (2,6 GHz), rangkaian impedansi ini akan nampak bersifat kapasitif. ekuivalen dengan kapasitor  $C_3$ , seperti terlihat pada Gambar 2.14.(b)



Gambar 2.14 Ekuivalen rangkaian dari rangkaian LC resonator (a) 2,3 GHz (b) 2.6 GHz [8]

Rangkaian penyesuai masukan bisa beresonansi pada kedua frekuensi 2,3 GHz dan 2.6 GHz ketika nilai komponen dari  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_2$ ,  $C_2$  dipilih dengan tepat berdasarkan persamaan (2.7) dan (2.8) didapat :

$$2\pi \times 2,3 \times 10^9 = \frac{1}{\sqrt{(L_2+L_3)C_2}} \quad (2.7)$$

$$2\pi \times 2,6 \times 10^9 = \frac{1}{\sqrt{L_2 \frac{C_3 C_2}{C_3 + C_2}}} \quad (2.8)$$

### 2.2.3.4 Noise Figure

Faktor penting lain yang perlu diperhatikan untuk merancang LNA disamping faktor kestabilan dan *gain* adalah *noise figure*. Untuk menentukan Noise Figure (F) diberikan oleh : [6]

$$F = F_{\min} + \frac{r_n}{g_s} |Y_s - Y_o|^2 \quad (2.9)$$

Di mana :

$F_{\min}$  = Noise Figure minimum

$r_n$  = normalisasi ekuivalen hambatan *noise* ( $r_n = R_n / Z_o$ )

$Y_s = g_s + j b_s$  (admitansi sumber)

$Y_o = g_o + j b_o$  (admitansi sumber)

$Y_s$  dan  $Y_o$  dapat dinyatakan dalam bentuk lain :

$$Y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \quad (2.10)$$

$$Y_o = \frac{1 - \Gamma_o}{1 + \Gamma_o} \quad (2.11)$$

$\Gamma_s$  dan  $\Gamma_o$  adalah koefisien refleksi

Sehingga persamaan Noise Figure diatas menjadi :

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + |\Gamma_o|^2)} \quad (2.12)$$

Di mana :

$F_{\min}$ ,  $r_n$ , dan  $\Gamma_o$  disebut sebagai parameter *noise*.

### 2.2.3.5 Input Return Loss dan Output Return Loss

Kondisi ketika beban tidak sesuai (*mismatch*) menyebabkan tidak semua daya yang berasal dari sumber dikirim ke beban. Kerugian ini disebut *return loss*. *Return loss* pada masukan (*input return loss*) mengindikasikan terjadinya *mismatch* antara impedansi masukan LNA dengan impedansi karakteristik saluran transmisi. *Return loss* pada masukan dapat dihitung dari S-parameter  $S_{11}$ . [1], yang dinyatakan oleh :

$$\text{Input return loss} = -S_{11} \text{ (dB)} = -20 \log |S_{11}| \quad (2.13)$$

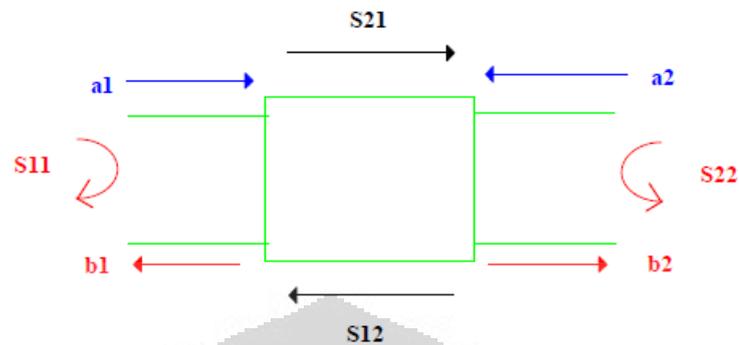
Begitu juga untuk *return loss* pada keluaran (*output*) dapat dihitung dari S-parameter  $S_{22}$ . [1], yang dinyatakan oleh :

$$\text{Output return loss} = -S_{22} \text{ (dB)} = -20 \log |S_{22}| \quad (2.14)$$

### 2.2.4 Scattering Parameter

*Scattering* parameter atau disebut juga S-parameter merupakan suatu relasi atau hubungan antara tegangan gelombang datang dengan tegangan gelombang pantul dalam suatu rangkaian empat kutub (*two-port network*) yang terhubung dengan saluran transmisi yang mempunyai impedansi karakteristik  $Z_0$ . 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 perancangan suatu *amplifier*. Perhatikan Gambar 2.15.



Gambar 2.15 Blok S-parameter. [9]

Persamaan matematis untuk rangkaian pada Gambar 2.15 diberikan oleh :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

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 : [9]

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.16)$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.17)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.18)$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.19)$$

di mana :

$E_i$  = Tegangan datang dalam volt

$E_r$  = Tegangan pantul dalam volt

Dari persamaan (2.15), 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 parameter ini dinyatakan oleh : [9]

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Masing-masing dari nilai parameter tersebut diberikan oleh :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \text{ ketika } a_2 = 0 \quad (2.20)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \text{ ketika } a_1 = 0 \quad (2.21)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \text{ ketika } a_2 = 0 \quad (2.22)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \text{ ketika } a_1 = 0 \quad (2.23)$$

di mana :

$S_{11}$  = Koefisien refleksi masukan

$S_{22}$  = Koefisien refleksi keluaran

$S_{12}$  = Gain transmisi mundur

$S_{21}$  = Gain transmisi maju

### 2.2.5 Gain

Perbandingan antara sinyal keluaran sistem terhadap sinyal masukan sistem disebut *gain*. Pada perancangan LNA terdapat 3 jenis *gain* yaitu : [6]

1. *Transducer power gain* (GT)
2. *Operating power gain* (GP)
3. *Available power gain* (GA)

#### 2.2.5.1 Transducer Power Gain (GT) [6]

Perbandingan antara daya yang dikirim ke beban terhadap daya yang tersedia pada sumber disebut *transducer power gain*, yang dinyatakan oleh :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (2.24)$$

di mana 
$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (2.25)$$

### 2.2.5.2 Operating Power Gain (GP) [6]

Perbandingan antara daya yang dikirim ke beban terhadap daya masukan pada rangkaian disebut *operational power gain*, yang dinyatakan oleh :

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (2.26)$$

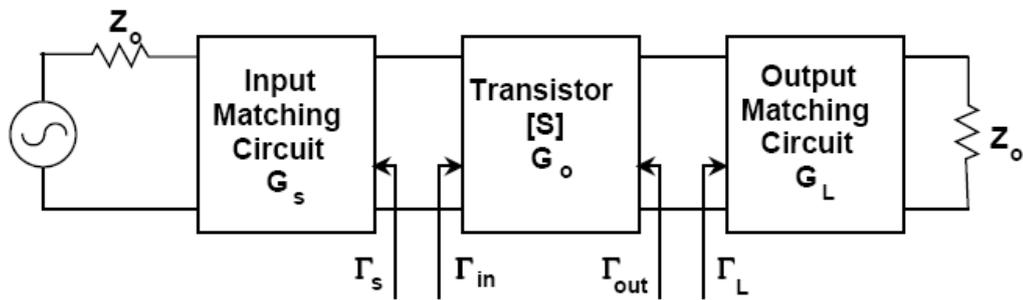
### 2.2.5.3 Available Power Gain (GA) [6]

Perbandingan antara daya yang tersedia dari rangkaian terhadap daya dari sumber disebut *available power gain*, yang dinyatakan oleh :

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - S_{11} \Gamma_S|^2} \quad (2.27)$$

di mana 
$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (2.28)$$

Berdasarkan Gambar 2.16, apabila rangkaian *unilateral*, di mana  $S_{12} = 0$ , maka  $\Gamma_{IN} = S_{11}$ ,  $\Gamma_{OUT} = S_{22}$ .



Gambar 2.16 Blok rangkaian penguat dengan pembagian gain [6]

Sehingga *unilateral transducer power gain* (GTU) berdasarkan persamaan (2.29), yang dinyatakan oleh : [6]

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.29)$$

Dari persamaan (2.30), dapat dibuat istilah baru untuk tiap bagian dari GTU, yang dinyatakan oleh :

$$G_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \quad (2.30)$$

$$G_o = |S_{21}|^2 \quad (2.31)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.32)$$

Sehingga :

$$G_{TU} = G_s G_o G_L \quad (2.33)$$

## BAB 3

### PERANCANGAN DUAL BAND LNA m-BWA

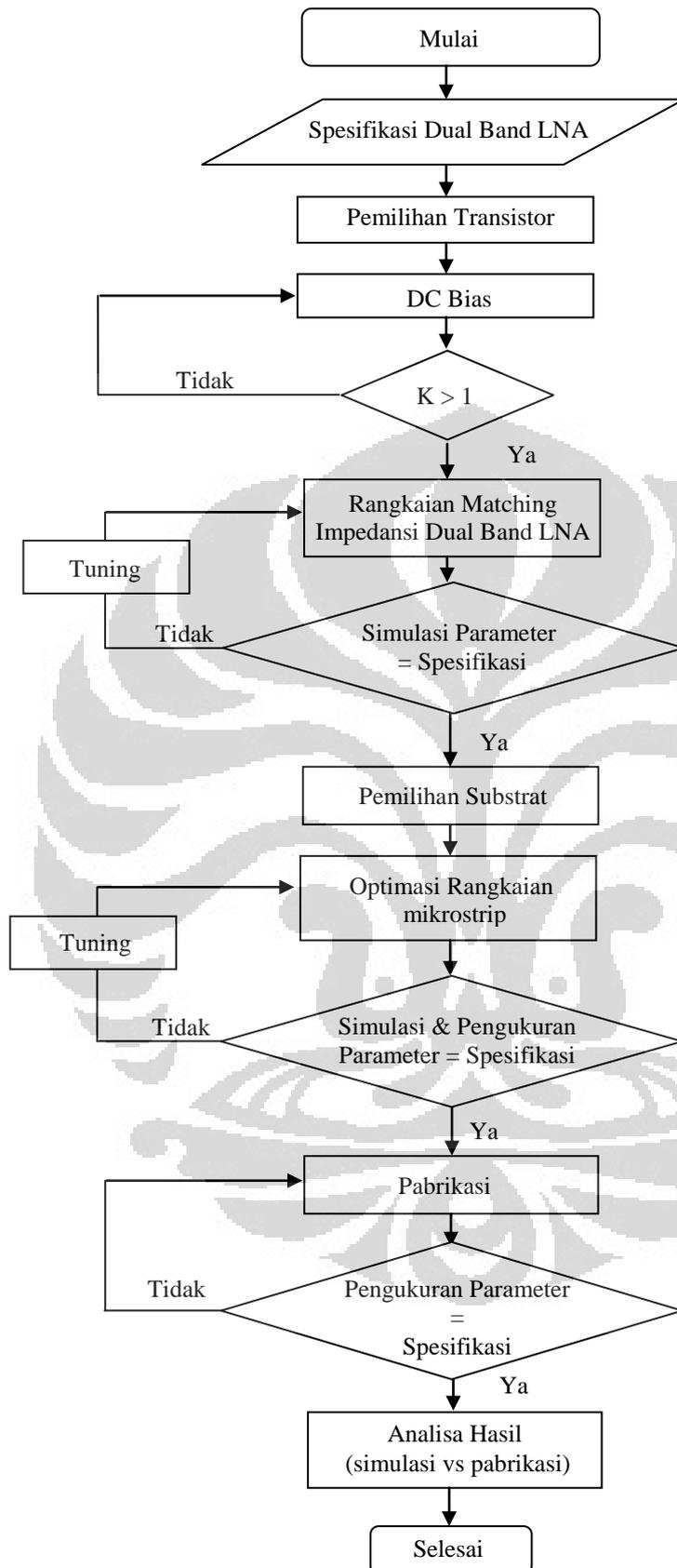
#### 3.1 ALUR PERANCANGAN DUAL BAND LNA

Dalam Merancang Dual Band LNA yang baik sesuai dengan yang diinginkan, hal penting yang harus diperhatikan adalah *Noise figure*, *gain*, *stabilitas tanpa adanya osilasi*, selain itu linearitas dan kesesuaian input dan output juga sama pentingnya. Oleh karena itu diperlukan suatu metode agar dicapai *gain* yang tinggi dan derau (*noise*) yang serendah-rendahnya. Dalam perancangan menggunakan alur sebagaimana Gambar 3.1 dan dibantu menggunakan simulasi S-Parameter pada perangkat lunak *Advanced Design System (ADS)*, optimasi dari Dual Band LNA untuk mencapai spesifikasi yang disyaratkan dapat diperoleh dengan mudah, cepat, dan lebih akurat.

#### 3.2 SPESIFIKASI DUAL BAND LNA

Rancangan Dual Band LNA ini memiliki spesifikasi, sebagai berikut :

1. Frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz
2. Gain ( $S_{21}$ ) > 12 dB [11]
3. Noise Figure < 3.5 dB [11]
4. Unconditional stabil ( $K > 1$ ) [6]
5. Input Return of Loss (IRL) < -10dB
6. Output Return of Loss (ORL) < -10 dB
7. VSWR in < 2
8. Low supply Voltage ( $V_{dc} = 3,5$  volt)
9. Konsumsi arus yang kecil ( $I_{ds} = 10$ mA)
10. High-Input IP3 > 5 dBm
11. Output IP3 > 5 dBm



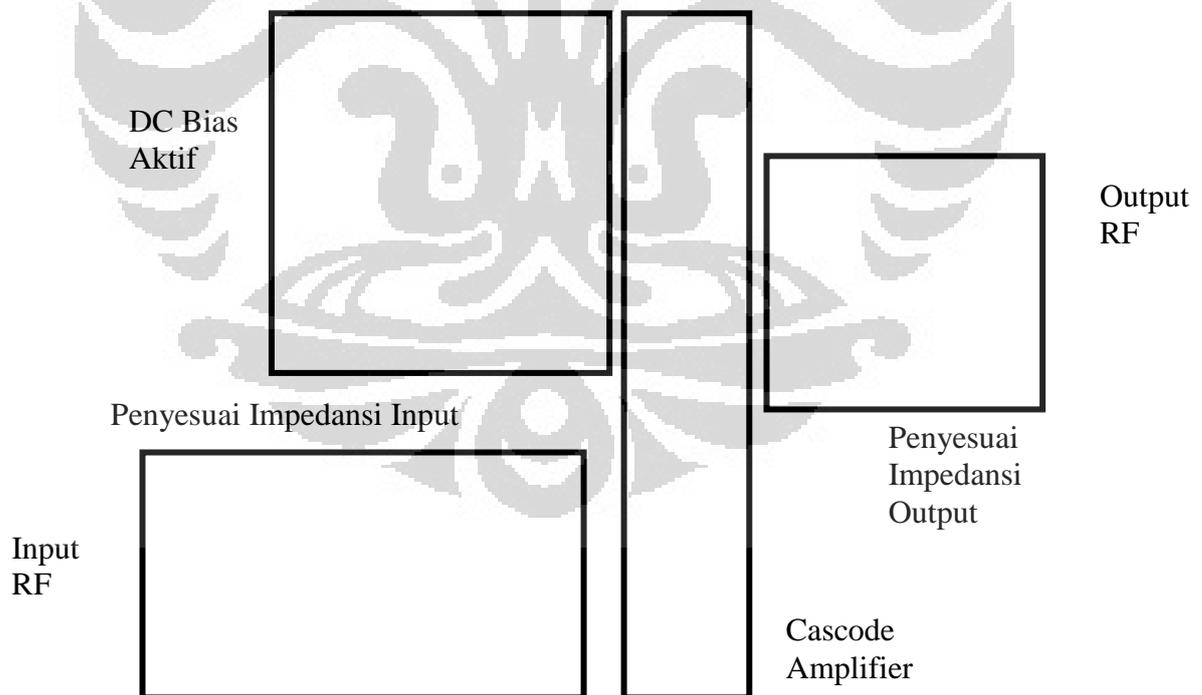
Gambar 3.1 Alur Perancangan Dual Band LNA

### 3.3 PEMILIHAN TRANSISTOR

Untuk merancang Dual Band LNA, tahap pertama adalah memilih transistor sesuai spesifikasi yang disyaratkan. Hal yang harus diperhatikan adalah konsumsi daya yang rendah, *noise figure*, dan *gain*. Pemilihan transistor disini dengan bantuan software ADS di mana terdapat *library* berbagai model transistor yang dapat digunakan untuk merancang LNA. Transistor yang dipilih adalah NE3210S01 karena merupakan Super Low Noise HJ FET yang sangat cocok untuk perancangan LNA ini.

### 3.4 PERANCANGAN RANGKAIAN BIAS TRANSISTOR

Untuk menentukan daerah kerja penguat dual band LNA maka perlu dilakukan biasing transistor. Pada perancangan digunakan rangkaian bias aktif sebagaimana pada Gambar 3.2. Sebelum merancang rangkaian bias transistor, harus dilakukan pengambilan data spesifikasi elektrik transistor pada *datasheet* NE3210S01 (Lampiran 1)



Gambar 3.2 Rancangan dual band LNA, Skematik bias NE3210S01

Rangkaian bias aktif disusun sedemikian rupa sehingga menghasilkan tegangan yang selanjutnya diinjeksikan ke rangkaian cascode FET Amplifier sebagaimana spesifikasi kerja transistor HJFET NE3210S01. Arus yang mengalir melalui LNA lewat L5 dan L6 sebagai bloking sinyal RF ditentukan oleh current mirror yang dibentuk oleh M2 dan M3.

### 3.5 PEMERIKSAAN KESTABILAN

Dalam perancangan rangkaian penguat gelombang mikro, salah satu factor penting yang perlu diperhatikan adalah factor kestabilan. Factor kestabilan ini sangat menentukan keadaan penguat, yaitu apakah dalam keadaan stabil atau berosilasi. Untuk menentukan kestabilan transistor dan parameter-parameter lain yang terkait dengannya, maka dirancanglah rangkaian bias transistor sebagaimana Gambar 3.2, blok rangkaian amplifier HJFET NE3210S01 disusun cascode karena dengan susunan tersebut akan meningkatkan, kestabilan dan *gain*, serta menurunkan *noise figure*.

Hasil pengukuran S parameter dari simulasi biasing transistor NE3210S01 ditunjukkan oleh Tabel 3.1

Tabel 3.1 Hasil pengukuran S parameter transistor NE3210S01

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
2.00 GHz	0.62 /-46.02	0.03 /74.91	6.31 /97.88	0.84 /28.68
2.05 GHz	0.57 /-49.52	0.03 /70.31	6.54 /92.37	0.82 /26.33
2.10 GHz	0.51 /-53.32	0.03 /65.32	6.76 /86.48	0.79 /24.02
2.15 GHz	0.44 /-57.39	0.03 /59.91	6.97 /80.20	0.76 /21.84
2.20 GHz	0.36 /-61.65	0.04 /54.03	7.15 /73.47	0.72 /19.91
2.25 GHz	0.27 /-65.78	0.04 /47.68	7.30 /66.29	0.68 /18.40
2.30 GHz	0.17 /-68.58	0.04 /40.82	7.39 /58.62	0.64 /17.59
2.35 GHz	0.06 /-59.44	0.04 /33.42	7.40 /50.41	0.59 /17.85
2.40 GHz	0.07 /68.78	0.04 /25.32	7.32 /41.54	0.54 /19.68
2.45 GHz	0.21 /73.81	0.04 /16.11	7.09 /31.56	0.50 /23.82
2.50 GHz	0.39 /65.67	0.04 /4.13	6.60 /18.83	0.48 /31.40
2.55 GHz	0.73 /42.87	0.03 /-20.81	4.85 /-6.84	0.56 /43.12
2.60 GHz	0.52 /-58.77	0.04 /56.18	5.99 /69.42	0.67 /14.67
2.65 GHz	0.12 /84.33	0.05 /16.67	6.86 /29.21	0.47 /22.77
2.70 GHz	0.32 /72.08	0.05 /3.77	6.46 /15.61	0.45 /32.24
2.75 GHz	0.44 /64.84	0.05 /-4.55	6.05 /6.61	0.47 /38.19
2.80 GHz	0.52 /59.35	0.04 /-11.13	5.66 /-0.64	0.49 /42.00
2.85 GHz	0.58 /54.81	0.04 /-16.74	5.30 /-6.91	0.52 /44.40
2.90 GHz	0.64 /50.93	0.04 /-21.70	4.95 /-12.52	0.54 /45.82
2.95 GHz	0.68 /47.53	0.04 /-26.16	4.64 /-17.62	0.57 /46.58
3.00 GHz	0.71 /44.53	0.04 /-30.22	4.34 /-22.31	0.59 /46.88

Dari parameter-parameter S yang ada pada Tabel dapat kita hitung faktor kestabilan penguat (faktor K) yang dirancang, sebagai berikut :

Faktor K Pada frekuensi kerja 2,3 GHz (lihat parameternya di Tabel 3.1), didapat :

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

$$K = \frac{(1 + |0.017 * 0.511 - 0.045 * 7.947|^2 - |0.017|^2 - |0.511|^2)}{(2 * |0.045 * 7.947|)}$$

$$K = 1.227$$

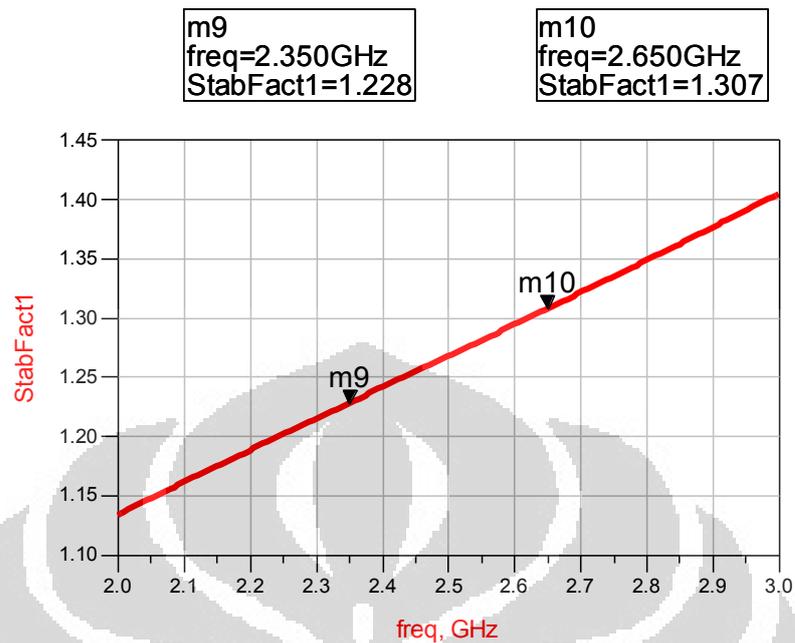
Factor K Pada frekuensi kerja 2,6 GHz, didapat :

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

$$K = \frac{(1 + |0.049 * 0.426 - 0.051 * 7.303|^2 - |0.049|^2 - |0.426|^2)}{(2 * |0.051 * 7.303|)}$$

$$K = 1.308$$

Berdasarkan perhitungan faktor K dapat dilihat bahwa pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz, faktor kestabilan K lebih besar dari 1 yaitu bernilai 1,227 dan 1,308. Hal ini berarti transistor dalam kondisi stabil. Representasi grafis dari faktor kestabilan K terhadap frekuensi ditunjukkan pada Gambar 3.3.

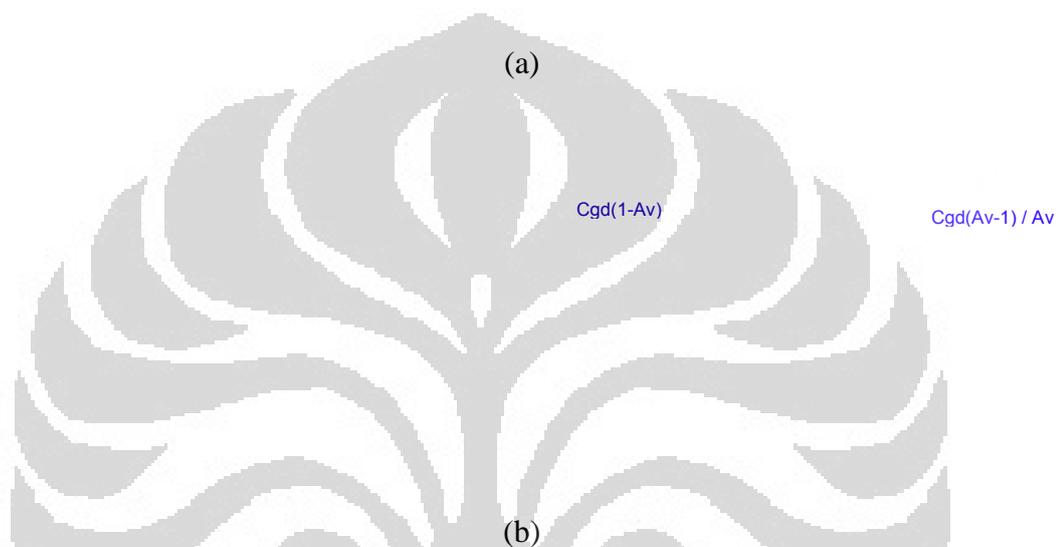


Gambar 3.3 Faktor kestabilan (faktor K) penguat pada frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz pada biasing transistor NE3210S01.

### 3.6 PENYESUAI IMPEDANSI

#### 3.6.1 Penyesuai Impedansi Input dengan LC Resonator

Dalam perancangan penyesuai impedansi input pada Dual Band LNA, agak berbeda jika dibandingkan LNA yang bekerja pada *single band*. Dalam perancangan LNA yang difungsikan untuk berkerja pada dua frekuensi, untuk mendapatkan penyesuai input yang dapat menerima kedua frekuensi kerja yang diharapkan disini akan digunakan rangkaian parallel LC resonator yang di hubungkan dengan seri LC resonator, seperti Gambar 2.10 dan 2.11 menunjukkan rangkaian yang LC resonator yang bisa beresonansi pada dua frekuensi yang berbeda secara simultan, pada perancangan ini akan digunakan pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz. Penguat Dual Band LNA dirancang menggunakan transistor NE3210S01. Gambar 3.4 menunjukkan *rangkaian input matching*.



Gambar 3.4 (a) Rangkaian *Input matching* (b) Rangkaian ekuivalen small signal Rangkaian inductively-degenerated common source LNA sebagaimana tampak pada Gambar 3.4 (a) dan ekuivalen small signal pada Gambar 3.4 (b), impedansi input dari rangkaian bisa dinyatakan sebagai berikut :

$$Z_{in} = (j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1})^{-1} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + (j\omega C_3 + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_s})^{-1} + \frac{L_s}{C_{gs}} g_m \quad (3.1)$$

Pada saat terjadi resonansi pada frekuensi kerja, penjumlahan nilai reaktansi yang berasal dari komponen induktor dan kapasitor akan bernilai sebagai berikut :

$$(j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1})^{-1} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + (j\omega C_3 + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_s})^{-1} = 0 \quad (3.2)$$

Sehingga jika persamaan (3.1) dan persamaan (3.2) disubstitusikan akan kita peroleh impedansi input, yang diberikan oleh :

$$Z_{in} = \frac{L_s}{C_{gs}} g_m \quad (3.3)$$

Sehingga terlihat persamaan (3.2) merupakan bagian real dan persamaan (3.3) merupakan nilai imajinerinya.

Setelah mendapatkan 2 fungsi tersebut, selanjutnya diketahui bahwa terminal input diharapkan bisa sesuai (*match*) dengan 2 frekuensi kerja yaitu 2,3 GHz ( $\omega_{low}$ ) dan 2,6 GHz ( $\omega_{high}$ ), sehingga diperoleh : [12]

$$\omega_{low,high} = \sqrt{\frac{b \pm \sqrt{b^2 - 4c}}{2}} \quad (3.4)$$

Dimana,

$$b = \omega_{low}^2 + \omega_{high}^2 = \omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_{12}^2 \quad (3.5)$$

$$c = \omega_{low}^2 \cdot \omega_{high}^2 = \omega_1^2 \cdot \omega_2^2 \quad (3.6)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}}, \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_A C_A}}, \omega_{12} = \sqrt{\frac{1}{L_A C_1}} \quad (3.7)$$

Dimana,

$$L_A = L_2 + L_s,$$

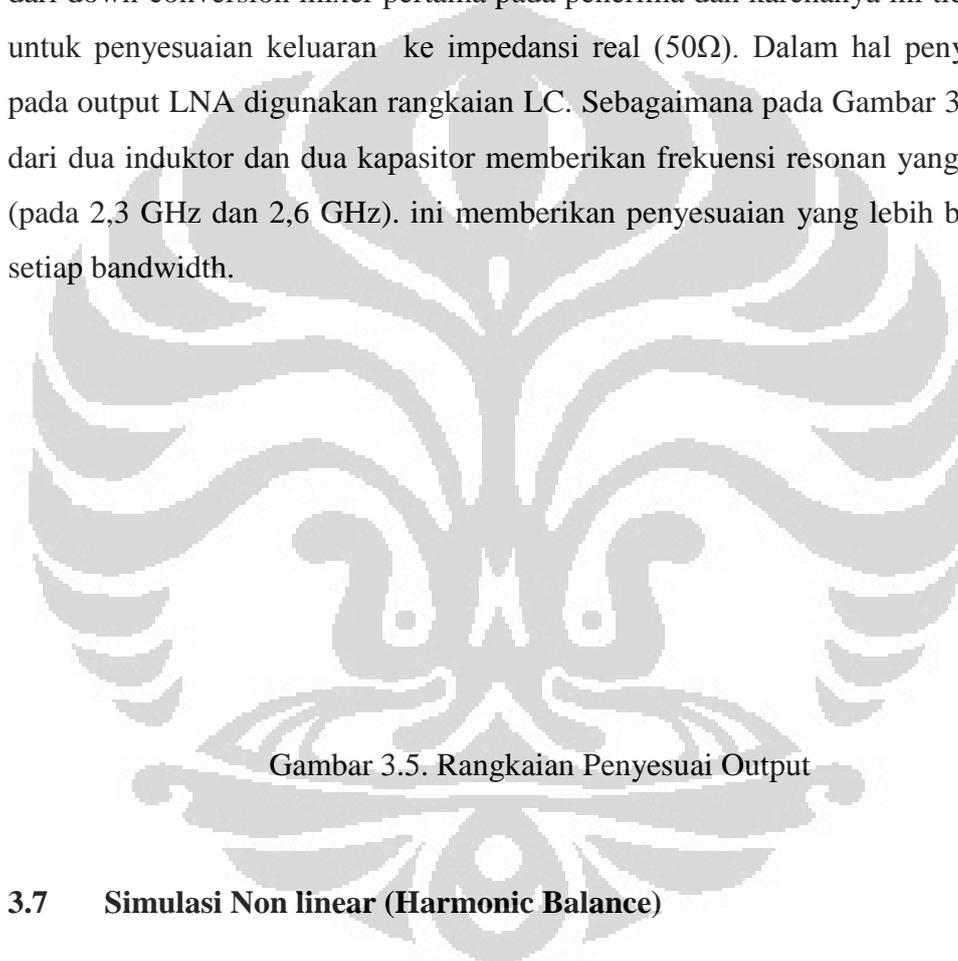
$$C_A = C_2 + C_3 + C_{gs}$$

Selanjutnya dengan persamaan tersebut kita akan bisa mencari jika frekuensi dari LC Tank dalam rangkaian dan  $\omega_{12}$  memenuhi persamaan (3.5) dan (3.6), penyesuaian input akan bekerja dengan baik. LC tank resonator bisa dirancang dengan cara yang sama sebagaimana pada terminal input, sehingga terminal output bisa sesuai / *matched* pada kedua frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz.

### 3.6.2 Penyesuai Impedansi output dengan LC-Resonator

Sebagaimana impedansi input, perancangan impedansi output dilakukan untuk mendapatkan melakukan maksimal transfer daya. Ketika LNA difungsikan *stand alone* biasanya perlu dilakukan penyesuaian impedansi input dan output ke  $50 \Omega$  dengan menggunakan transmission line. Output LNA dalam bentuk terintegrasi tidak perlu harus dicocokkan dengan cara yang sama.

Biasanya LNA yang terintegrasi menggerakkan (drives) kapasitif input dari down-conversion mixer pertama pada penerima dan karenanya ini tidak perlu untuk penyesuaian keluaran ke impedansi real ( $50\Omega$ ). Dalam hal penyesuaian, pada output LNA digunakan rangkaian LC. Sebagaimana pada Gambar 3.5. Guna dari dua induktor dan dua kapasitor memberikan frekuensi resonan yang berbeda (pada 2,3 GHz dan 2,6 GHz). ini memberikan penyesuaian yang lebih baik pada setiap bandwidth.



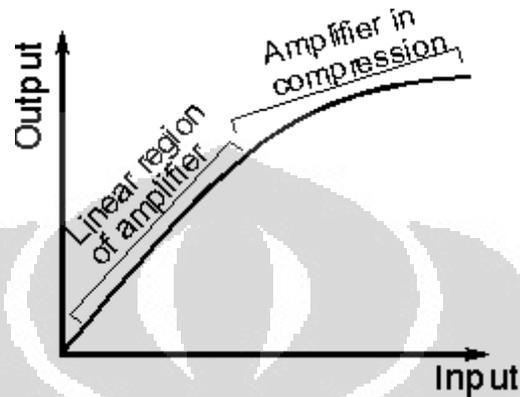
Gambar 3.5. Rangkaian Penyesuai Output

### 3.7 Simulasi Non linear (Harmonic Balance)

Pada kondisi normal suatu amplifier seharusnya memiliki hubungan yang linear antara input dengan output. Namun pada kenyataannya suatu amplifier memiliki keterbatasan. Sehingga dengan keterbatasan inilah yang menyebabkan pada kondisi tertentu tidak terjadi kelinearan, sebagaimana terlihat pada Gambar 3.6

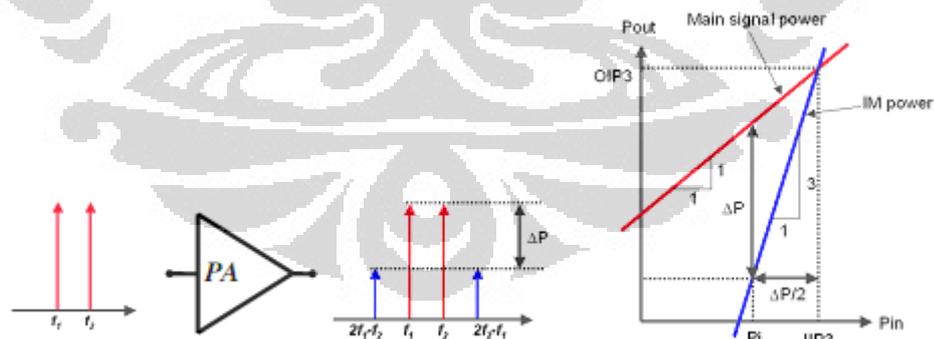
*Harmonic balance* merupakan teknik untuk memperoleh hasil dari *steady state* dalam domain frekuensi pada suatu rangkaian atau sistem yang tidak linear.

Metode ini biasanya digunakan untuk simulasi RF dan *microwave* dalam domain frekuensi. Pada simulasi ini memungkinkan suatu rangkaian disimulasikan dengan input frekuensi yang beraneka macam. Simulasi ini menjadi penting karena simulasi S-parameter dan AC hanya memberikan informasi rangkaian pada kondisi linear.



Gambar 3.6. Perbandingan Daya Input Terhadap Output Pada Kondisi Nonlinear

Ada beberapa parameter yang dapat terlihat dari hasil simulasi harmonic balance, diantaranya adalah daya output, *gain*, *noise*, IIP3, OIP3 dan TOI (*third-order intercept*). Semua parameter tersebut dalam kondisi *nonlinear* hingga mencapai kondisi *linear*.



Gambar 3.7. Third-Order Intercept Point [5]

Secara matematis IIP3 dapat dinyatakan sebagai berikut [5] :

$$IIP3(dBm) = \Delta P/2 + P_i(dBm) \quad (3.8)$$

$$OIP3(dBm) = Gain(dB) + IIP3(dBm) \quad (3.9)$$

Melalui simulasi ini output sinyal berupa spektrum dapat teranalisa. Seperti pada Gambar 3.7. diantara frekuensi center ( $f_c$ ) terdapat dua frekuensi, yaitu frekuensi *low side* ( $f_l$ ) dengan frekuensi *high side* ( $f_h$ ). Frekuensi centernya adalah 2,350 GHz dan 2,650 GHz dengan rentang frekuensi antara  $f_l$  dan  $f_h$  adalah 5 MH. Maka nilai frekuensi pada *low side*-nya untuk frekuensi kerja 2,3 GHz adalah  $2,350 \text{ GHz} - (5/2)\text{MHz}$ , yaitu sebesar 2,3475 GHz. Sedangkan pada *high side*-nya adalah  $2,350 \text{ GHz} + (5/2)\text{MHz}$ , yaitu sebesar 2,3525 GHz. Sedangkan pada frekuensi kerja 2,6 GHz adalah  $2,650 \text{ GHz} - (5/2)\text{MHz}$ , yaitu sebesar 2,6475 GHz. Sedangkan pada *high side*-nya adalah  $2,650 \text{ GHz} + (5/2)\text{MHz}$ , yaitu sebesar 2,6525 GHz

Sinyal keluaran dari LNA memiliki frekuensi harmonic sebesar 2,293 GHz, 2,287 GHz, 2,308 GHz, dan 2,313 GHz dan 2,593 GHz, 2,587 GHz, 2,608 GHz, dan 2,613 GHz. setiap spektrum memiliki magnitude yang berbeda. Oleh karena itu hal ini berakibat kepada daya keluaran yang dihasilkan. Perbedaan antara daya pada frekuensi high side dengan frekuensi harmonic pada high side dinamakan dengan IIP3. Daya yang dikirim ke beban pada kondisi nonlinear ini merupakan penjumlahan dari daya pada frekuensi *low side* dengan frekuensi *high side*.

$$\text{Spektrum(Watt)} = 0,5 * \text{Real}((V_{out} * I_{out}^*)) \quad (3.10)$$

$$\text{Spektrum(dBm)} = 10 * \log(\text{Spektrum(Watt)}) + 30 \quad (3.11)$$

$$P_{out}(\text{Watt}) = P_{f_l} + P_{f_h} \quad (3.12)$$

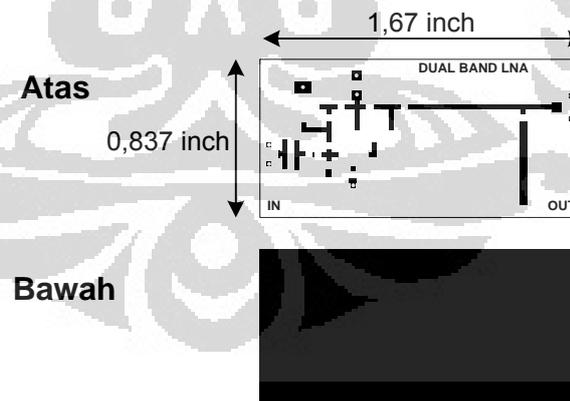
$$P_{out}(\text{dBm}) = 10 * \log(P_{out}(\text{Watt})) + 30 \quad (3.13)$$

### 3.8 OPTIMASI RANGKAIAN MIKROSTRIP

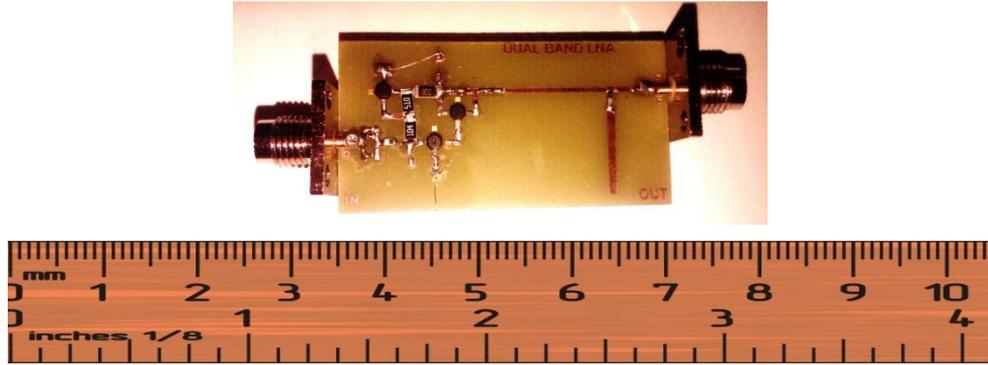
Sebelum dilakukan pabrikan, langkah selanjutnya dalam perancangan dual band LNA ini adalah dilakukan proses optimasi dengan rangkaian mikrostrip. Ini dilakukan karena di pasaran tidak didapatkan komponen R, L dan C yang nilainya sesuai dengan hasil perancangan. Optimasi dilakukan dengan cara memadukan antara nilai komponen yang tersedia di pasaran dan dioptimasi dengan mikrostrip sehingga dihasilkan performansi sesuai hasil rancangan.

Dalam perancangan optimasi rangkaian dengan mikrostrip, kita tentukan terlebih dahulu spesifikasi dari bahan subtract, yaitu sebagai berikut :

Dalam perancangan rangkaian RF, panjang dan ketebalan subtract sangat berpengaruh terhadap performansi rangkaian secara keseluruhan, karena jalur lempeng tembaga yang kita buat memiliki sifat/nilai kapasitif dan induktif (imaginer) ketika dilewati sinyal RF, selain itu luas penampang dari jalur mikrostrip juga memiliki komponen resistif (real). Pada Gambar 3.8 menunjukkan lay out PCB hasil optimasi rangkaian dengan mikrostrip dan Gambar 3.9 menunjukkan hasil pabrikan Dual Band LNA.



Gambar 3.8. Layout PCB hasil optimasi rangkaian Dual Band LNA dengan mikrostrip line



Gambar 3.9. Pabrikasi Dual Band LNA



## BAB 4

### ANALISA HASIL SIMULASI DAN PENGUKURAN

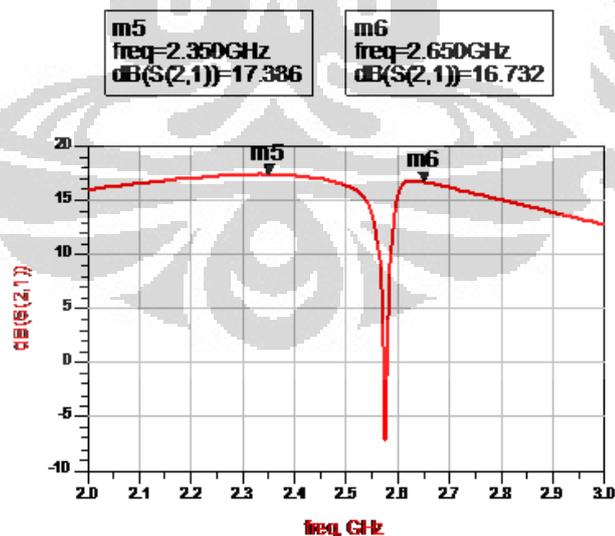
#### 4.1 Hasil Simulasi Rangkaian Lengkap Dual Band LNA

Pada bagian ini akan dibahas kinerja dari desain Simultan Dual Band LNA yang diajukan. Untuk melihat hasil unjuk kerja secara simulasi menggunakan software aplikasi ADS ver. 2009 sedangkan untuk melihat hasil pengukuran dengan alat ukur Spektrum Analyzer serta sebagai perbandingan ditampilkan data dari penelitian yang telah dilakukan peneliti lain.

Rangkaian lengkap Dual Band LNA dengan rangkaian Penyesuai LC Resonator tampak pada Lampiran 2. Sementara Rangkaian lengkap Dual Band LNA dengan rangkaian Penyesuai LC Resonator setelah proses optimasi dengan mikrostrip line tampak pada Lampiran 3.

##### 4.1.1 Simulasi Gain ( $S_{21}$ ) dari Dual Band LNA

Parameter pertama yang akan kita lihat dari kinerja Dual Band LNA adalah gain rangkaian Dual Band LNA sebagaimana terlihat pada Gambar 4.1.



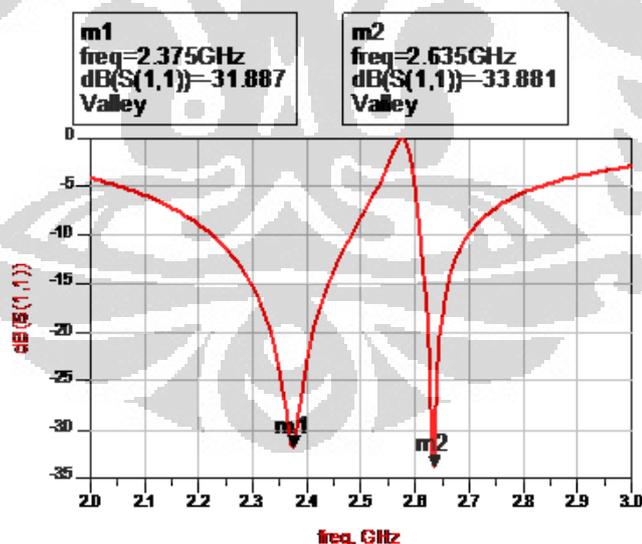
Gambar 4.1 Gain ( $S_{21}$ ) Dual Band LNA

Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian Dual Band LNA dengan Penyesuai Impedansi LC Resonator masing-masing memiliki gain ( $S_{21}$ ) = 17,386 dB dan 16,732 dB. nilai gain tersebut sudah sesuai bahkan melampaui spesifikasi yang rencanakan dalam perancangan yaitu  $> 12$  dB.

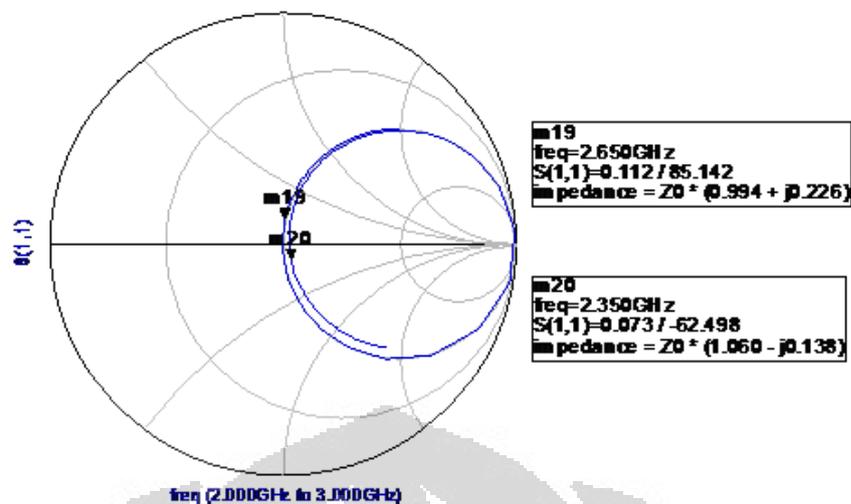
#### 4.1.2 Simulasi Input Return Loss ( $S_{11}$ ) dari Dual Band LNA

Parameter kinerja berikutnya yang akan kita lihat adalah input return loss ( $S_{11}$ ) sebagaimana terlihat pada Gambar 4.2 dan Gambar 4.3, hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian Dual Band LNA dengan Penyesuai Impedansi LC Resonator masing-masing memiliki input return loss  $S_{11} = -31,887$  dB pada frekuensi 2,3 GHz dan  $S_{11} = -33,881$  dB pada 2,6 GHz. Nilai Input Return Loss sudah sesuai dengan parameter rancangan dual Band LNA yaitu  $< -10$  dB

Lebar bandwidth dihitung pada  $-10$  dB Input Return Loss, rangkaian Dual Band LNA dengan Penyesuai LC Resonator memiliki bandwidth sebesar  $> 100$  MHz pada frekuensi 2,3 GHz dan  $\pm 95$  MHz pada frekuensi 2,6 GHz.



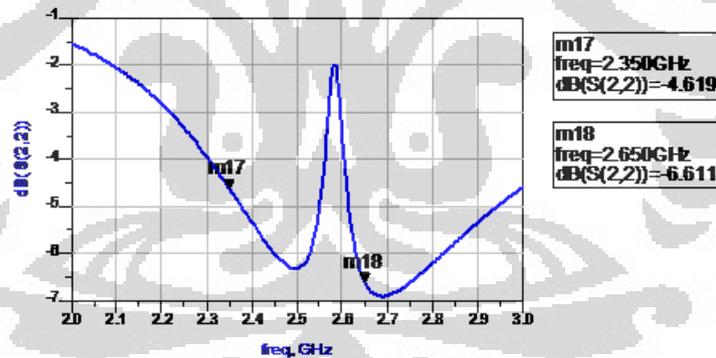
Gambar 4.2 Input Return Loss ( $S_{11}$ ) Dual Band LNA



Gambar 4.3 Input Return Loss Dual Band LNA pada Smith Chart

#### 4.1.3 Simulasi Output Return Loss ( $S_{22}$ ) dari Dual Band LNA

Paramater kinerja selanjutnya yang akan dilihat adalah Output Return Loss ( $S_{22}$ ) sebagaimana terlihat pada Gambar 4.4.

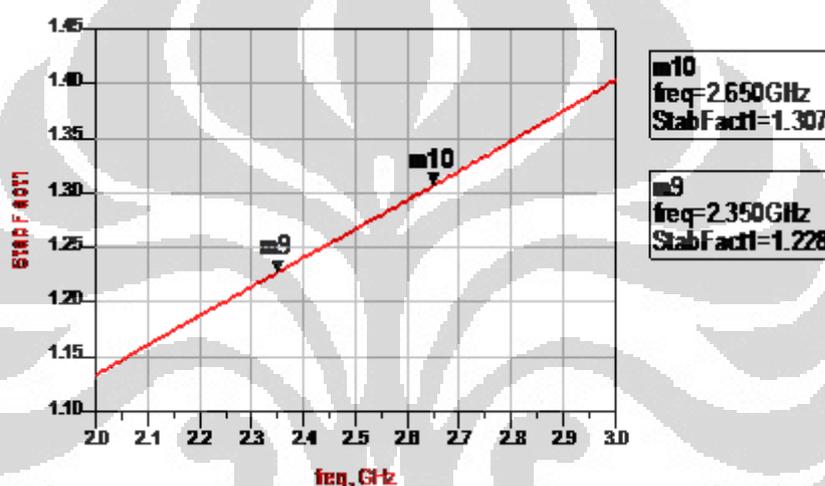


Gambar 4.4 Output return loss ( $S_{22}$ ) Dual Band LNA

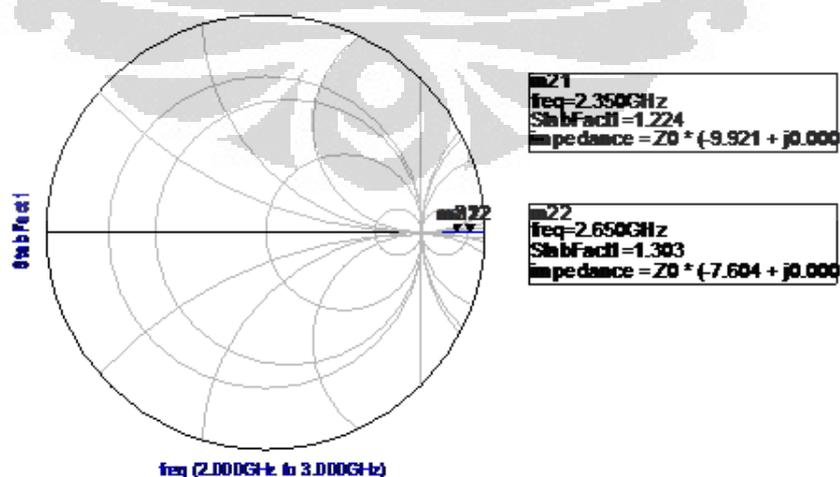
Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian Dual Band LNA dengan Penyesuai LC Resonator memiliki output return loss ( $S_{22}$ ) masing-masing pada frekuensi 2.350 GHz = -4.619 dB dan pada frekuensi 2.650 GHz = -6.611 dB. Nilai Output Return Loss bergeser terhadap spesifikasi rancangan Dual Band LNA yaitu  $< -10$  dB

#### 4.1.4 Simulasi Stability Factor dari Dual Band LNA

Parameter selanjutnya yang akan diperiksa adalah stability faktor dari rangkaian Dual Band LNA. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian Dual Band LNA dengan topology cascode Amplifier memiliki faktor kestabilan yang cukup tinggi, Stability faktor (K) dapat dilihat bahwa pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz, faktor kestabilan  $K > 1$  yaitu masing-masing bernilai 1,227 dan 1,308. Hal ini berarti transistor dalam kondisi yang stabil, performansi kinerja dual band LNA dapat terjaga tanpa adanya syarat kondisi tertentu. sebagaimana terlihat pada Gambar 4.5 dan Gambar 4.6.



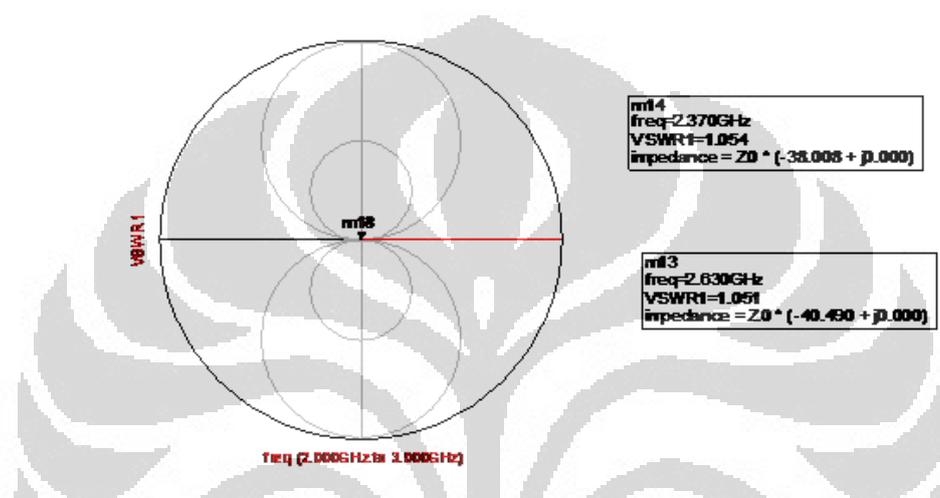
Gambar 4.5 Stability factor Dual Band LNA



Gambar 4.6 Stability factor Dual Band LNA pada Smith Chart

#### 4.1.5 Simulasi VSWR dari Dual Band LNA

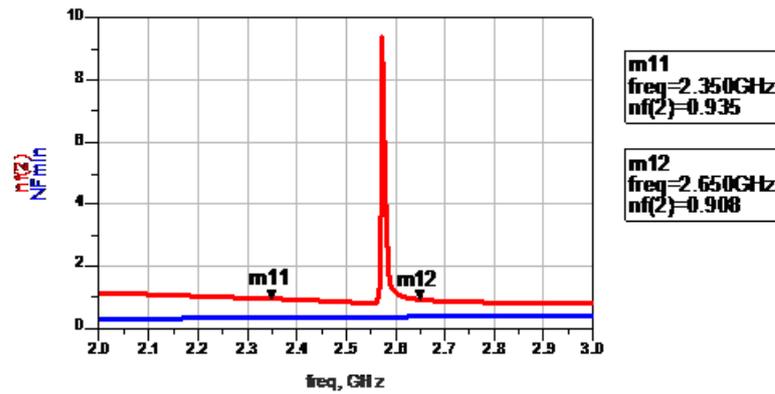
Parameter berikutnya yang akan diperiksa adalah VSWR dari rangkaian Dual Band LNA sebagaimana terlihat pada Gambar 4.7. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian Dual Band LNA dengan Penyesuai Impedansi LC Resonator memiliki VSWR masing-masing pada frekuensi 2.350 GHz = 1.054 dan pada frekuensi 2.630 GHz = 1.051, nilai VSWR sudah sesuai dengan perancangan yaitu  $< 2$ .



Gambar 4.7 Nilai VSWR Dual Band LNA pada Smith Chart

#### 4.1.6 Simulasi Noise Figure dari Dual Band LNA

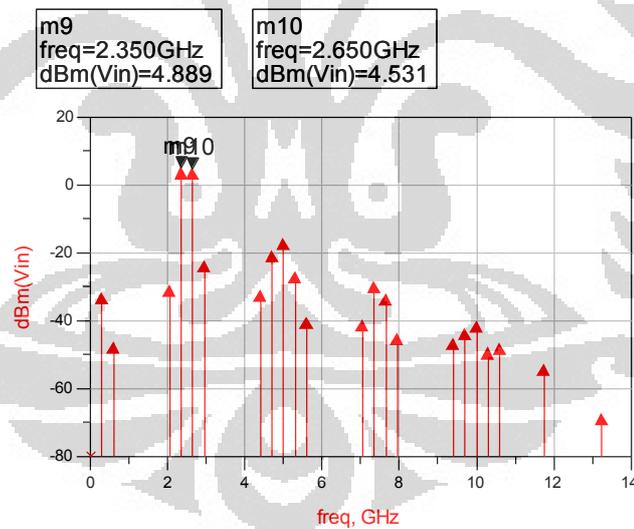
Parameter selanjutnya yang akan diperiksa adalah Noise Figure dari Dual Band LNA sebagaimana terlihat pada Gambar 4.8. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian Dual Band LNA dengan Penyesuai Impedansi LC Resonator memiliki Noise Figure masing-masing pada frekuensi 2,3 GHz sebesar 0,913 dB, dan pada frekuensi 2,6 GHz sebesar 0,951 dB. Nilai noise figure menunjukkan nilai yang sangat baik, melampaui perancangan yaitu  $< 3.5$  dB.



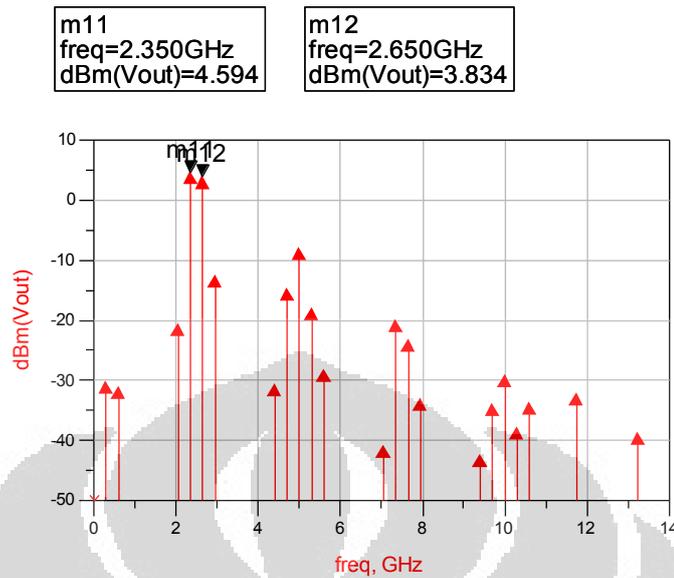
Gambar 4.8 Noise Figure Dual Band LNA

#### 4.1.7 Simulasi Respon Frekuensi dari Dual Band LNA

Untuk melihat Respon frekuensi Vin dan Vout pada simultan dual band LNA, diberikan input signal generator ditunjukkan pada Gambar 4.9 dan Gambar 4.10



Gambar 4.9 Respon frekuensi Vin pada dual band LNA



Gambar 4.10 Respon frekuensi Vout pada dual band LNA

Pada Gambar 4.9 dan Gambar 4.10 menunjukkan bahwa rangkaian dual band LNA secara simultan merespon input masukan dari simulasi sinyal generator pada kedua frekuensi kerjanya yaitu 2,3 GHz dan 2,6 GHz, sedangkan frekuensi lainnya di tolak.

Sebagai perbandingan terhadap penelitian sebelumnya yang telah dilakukan oleh Hashemi [5], secara keseluruhan nilai hasil simulasi terlihat dengan lengkap pada Tabel 4.1. Dari hasil perbandingan simulasi didapatkan performansi Gain, Input Return Loss, Output Return Loss, Noise figure dan VSWR rangkaian Dual Band LNA yang lebih baik.

Tabel 4.1 Perbandingan Hasil Simulasi Dual Band LNA dengan Penyesuai Impedansi LC Resonator

Parameter	Hashemi [5]		Penelitian yang diajukan	
	2,4 GHz	5,2 GHz	2.3 GHz	2.6 GHz
Frekuensi	2,4 GHz	5,2 GHz	2.3 GHz	2.6 GHz
Faktor K			1.227	1.308
Gain ( $S_{21}$ )	14 dB	15.5 dB	17.386 dB	16.732 dB
$S_{11}$	-25 dB	-15 dB	-31.598 dB	-32.147 dB
$S_{22}$			-4.619 dB	-6.611 dB
NF	2.3 dB	4.5 dB	0.913 dB	0.951 dB
NFmin			0.312	0.346
VSWR			1.054	1.051
IIP3	0.0 dBm	5.6 dBm	4.889 dBm	4.531 dBm
OIP3			4.594 dBm	3.834 dBm
Supply Voltage	2.5 Volt		3.5 Volt	
Active device	0.35-um CMOS		FET NE3210S01	

#### 4.2 Hasil Pengukuran Kinerja Dual Band LNA yang dipabrikasi

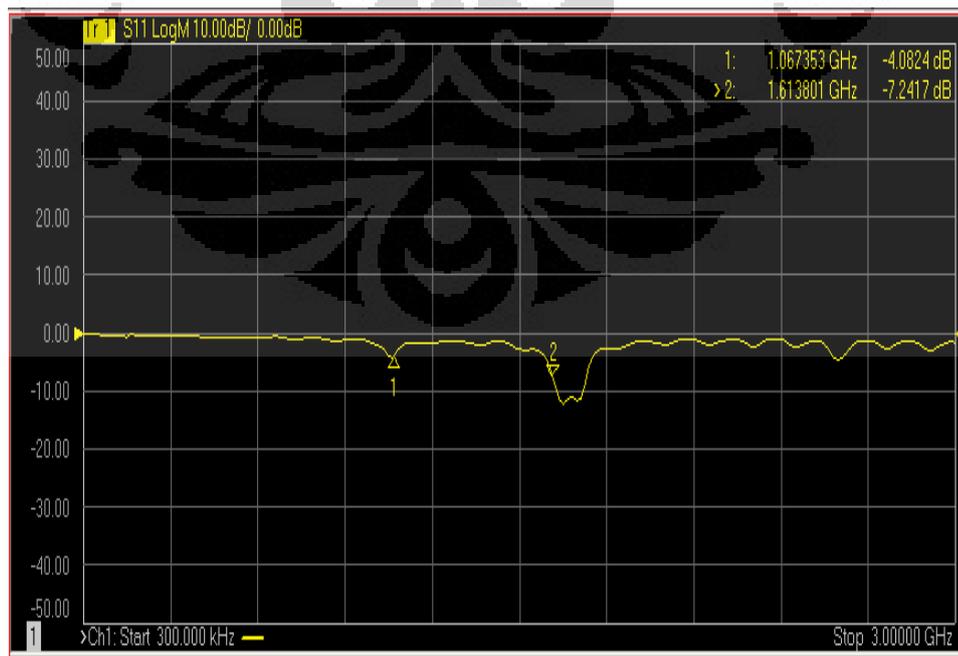
Setelah tahap perancangan, simulasi dan optimasi rangkaian dengan mikrostrip, langkah terakhir dari penelitian ini adalah dilakukan proses pabrikan, sebagaimana terlihat pada Gambar 3.14 hasil pabrikan rangkaian dual band LNA, selanjutnya akan kita lihat performansi kinerja rangkaian Dual Band LNA hasil pabrikan. Untuk melihat kinerja Dual Band LNA yang telah dipabrikan, dilakukan pengukuran menggunakan spectrum analyser, untuk kemudian dianalisa kinerjanya. Gambar 4.11 menunjukkan proses pengukuran dengan spektrum analyzer.



Gambar 4.11 Pengukuran Kinerja Dual Band LNA yang telah dipabrikasi

#### 4.2.1 Hasil Pengukuran Input Return Loss ( $S_{11}$ ) dari Dual Band LNA

Hasil pengukuran Input Return Loss rangkaian Dual Band LNA terlihat pada Gambar 4.11.



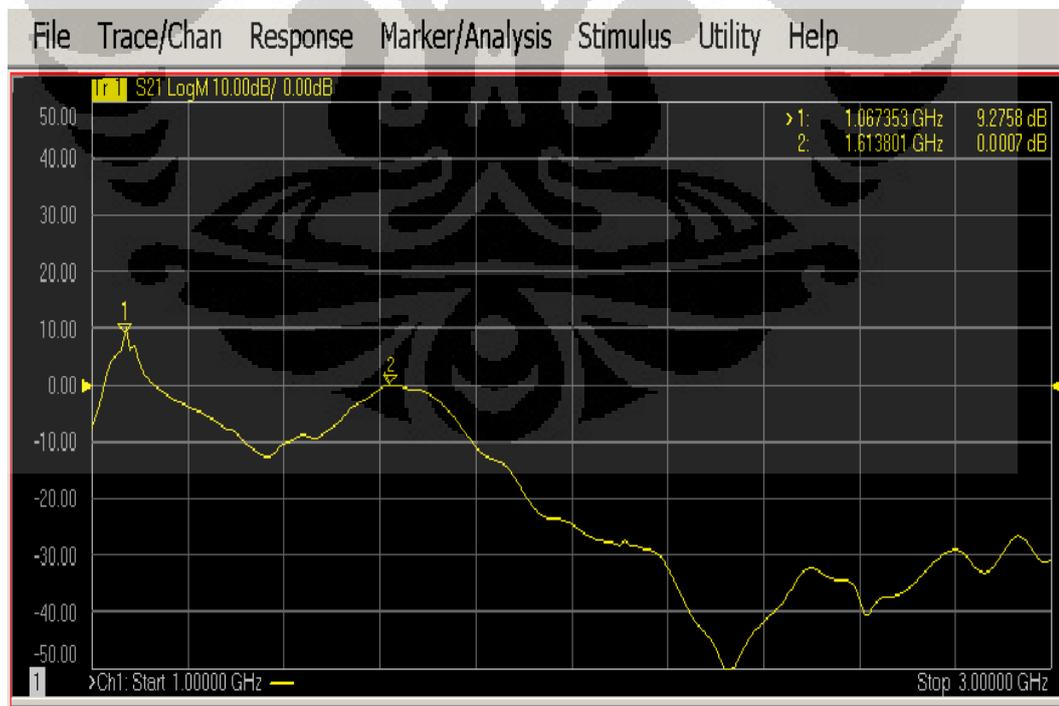
Gambar 4.12 Pengukuran Input Return Loss ( $S_{11}$ ) Dual Band LNA

Pada Gambar 4.12 terlihat Dual Band LNA dengan dengan penyesuaian impedansi LC Resonator memiliki input return loss sebesar  $S_{11} = -4$  dB pada frekuensi 1,06 GHz dan  $S_{11} = -12$  dB pada frekuensi 1,62 GHz. Pada gambar tersebut terlihat bahwa Dual Band LNA mengalami pergeseran frekuensi kerja yang sangat signifikan, jauh diluar spesifikasi dan hasil simulasi yang diharapkan.

Menurunnya performansi kinerja rangkaian dual band LNA ini lebih disebabkan oleh hasil solderan yang kurang bagus saat pabrikasi, penambahan timah pada jalur mikrostrip dan komponen SMD yang berlebihan berpotensi merubah karakteristik dari rangkaian. Dimensi komponen SMD yang sangat kecil (0,4 mm) menjadi faktor utama kendala dalam penyolderan secara manual. Selain itu karakteristik bahan substrat yang tidak homogen pada setiap titik juga berpotensi merubah performansi rangkaian Dual Band LNA.

#### 4.3.2 Hasil Pengukuran Gain ( $S_{21}$ ) dari Dual Band LNA

Hasil pengukuran gain rangkaian Dual Band LNA terlihat pada Gambar 4.13.



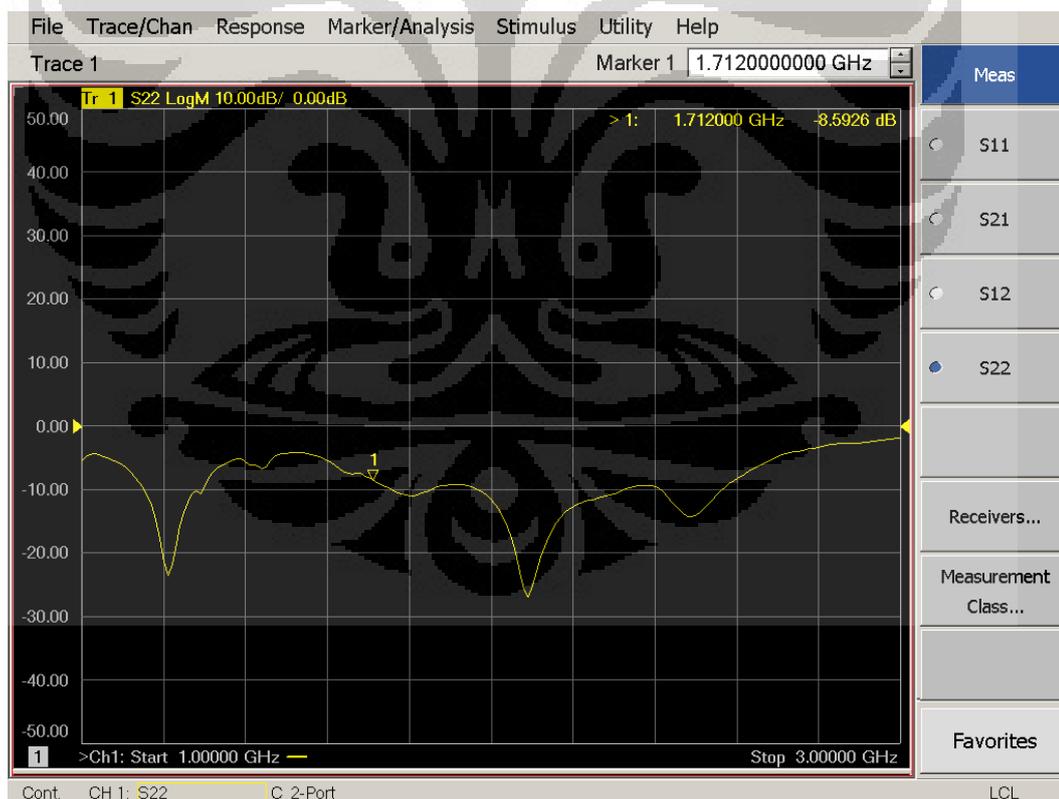
Gambar 4.13 Pengukuran Gain ( $S_{21}$ ) Dual Band LNA

Sebagaimana terlihat pada Gambar 4.13, kinerja Dual Band LNA hasil pabrikan mengalami pergeseran frekuensi kerja yang signifikan. Puncak penguatan terdapat pada frekuensi 1,06 GHz sebesar 9,275 dB dan pada frekuensi 1,61 GHz sebesar 0 dB, penguatannya lebih rendah dibandingkan dengan hasil simulasi dan spesifikasi, dimana diharapkan Dual Band LNA bekerja frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz dan penguatannya lebih dari 12 dB.

Memburuknya kinerja hasil pabrikan karena lebih pada keterbatasan kemampuan dalam penyolderan komponen SMD. Selain itu ketidak homogenan bahan substrat juga berpengaruh merubah performansi kinerja Dual Band LNA.

### 4.3.3 Hasil Pengukuran Output Return Loss ( $S_{22}$ ) dari Dual Band LNA

Hasil pengukuran Output Return Loss rangkaian Dual Band LNA terlihat pada Gambar 4.14.

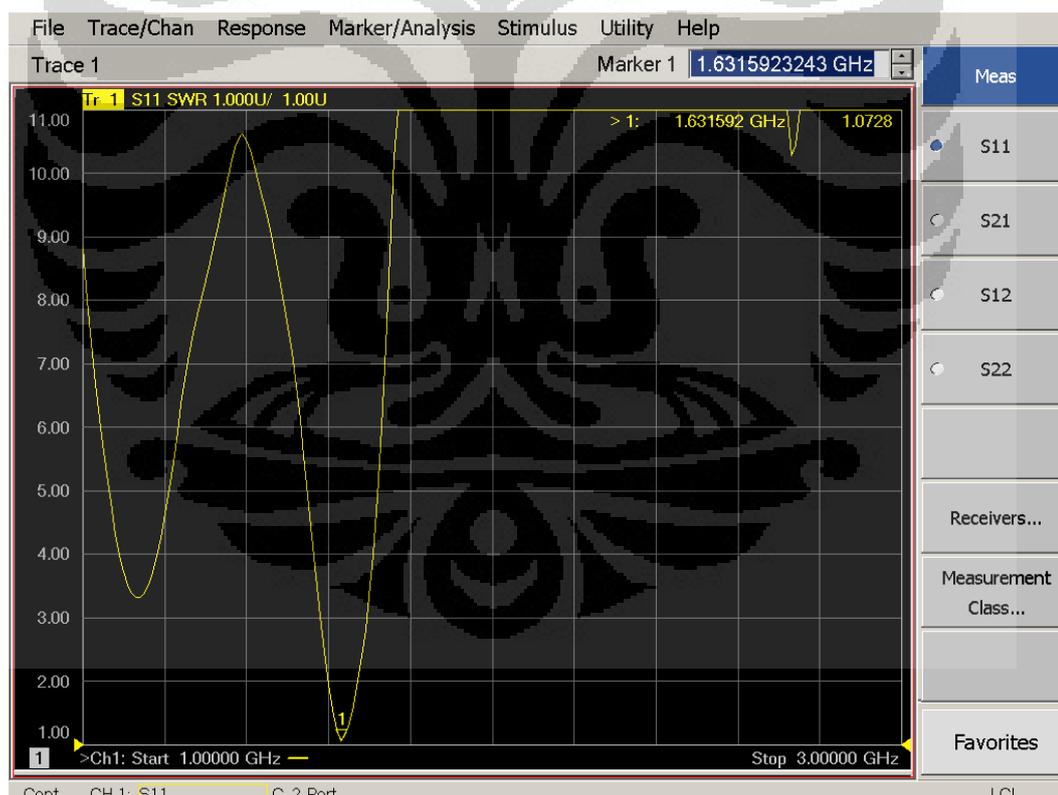


Gambar 4.14 Pengukuran Output Return Loss ( $S_{22}$ ) Dual Band LNA

Pada Gambar 4.14 terlihat Dual Band LNA dengan penyesuai impedansi LC Resonator memiliki output return loss sebesar  $S_{22} = -8,59$  dB pada frekuensi 1,69 GHz dan  $S_{22} = -4$  dB pada frekuensi 1,06 GHz. Hasil ini juga menunjukkan buruknya performansi dari hasil pabrikan dual band LNA. Hasil penyolderan yang jelek dan ketidakhomogenan substrat dimungkinkan menjadi penyebab berubahnya parameter Dual Band LNA. Hal ini tentunya berpotensi merubah penyesuai impedansi output sehingga akibatnya performansi rangkaian Dual Band memburuk.

#### 4.3.4 Hasil Pengukuran VSWR dari Dual Band LNA

Hasil pengukuran VSWR rangkaian Dual Band LNA terlihat pada Gambar 4.15.



Gambar 4.15 VSWR rangkaian Dual Band LNA

Pada Gambar 4.15 terlihat hasil pengukuran VSWR in pada frekuensi 1,63 GHz sebesar 1,0728 dan pada frekuensi 1,06 GHz sebesar 5. Hasil ini juga menunjukkan buruknya performansi dari hasil pabrikasi dual band LNA. Hasil penyolderan yang jelek dan ketidakhomogenan subtrat dimungkinkan menjadi penyebab berubahnya parameter VSWR Dual Band LNA.

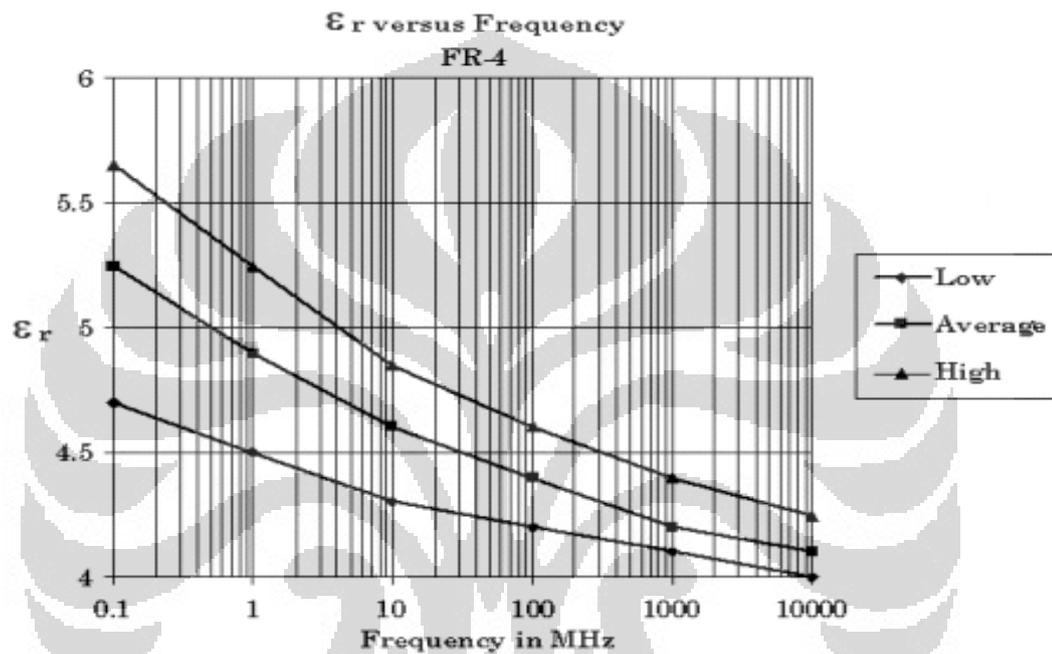
Tabel 4.2 Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran Dual Band LNA

Parameter	Simulasi		Pengukuran	
	2.35 GHz	2.65 GHz	1,61 GHz	1,06 GHz
Faktor K	1.227	1.308	Tdk terukur	Tdk terukur
Gain (S <sub>21</sub> )	17.386 dB	16.732 dB	0 dB	9,275 dB
S <sub>11</sub>	-31.598 dB	-32.147 dB	-12 dB	-4 dB
NF	0.913 dB	0.951 dB	Tdk terukur	Tdk terukur
NFmin	0.312	0.346	Tdk terukur	Tdk terukur
VSWR	1.054	1.051	1.07	5
IIP3	4.889 dBm	4.531 dBm	Tdk terukur	Tdk terukur
OIP3	4.594 dBm	3.834 dBm	Tdk terukur	Tdk terukur
Supply Voltage	3.5 Volt		3.5 Volt	
Active device	FET NE3210S01		FET NE3210S01	

Pada Tabel 4.2 terlihat perbedaan yang sangat mencolok antara hasil simulasi dan hasil pabrikasi. Buruknya performansi dari hasil pabrikasi dual band LNA dimungkinkan karena kurang presisinya hasil pabrikasi, penyolderan yang jelek pada komponen SMD yang sangat kecil dan ketidakhomogenan subtrat (FR4) serta nilai toleransi dari komponen SMD sehingga menjadi penyebab berubahnya parameter Dual Band LNA. Selain itu juga nilai epsilon relatif pada substrat FR4 yang tidak sama pada tiap frekuensi sedangkan pada simulasi

konstanta dielektrik dianggap ideal yaitu 4.3. sebagaimana nampak pada Gambar 4.16. meskipun pengaruhnya tidak signifikan karena jarak antara frekuensi kerjanya relatif dekat yaitu 2,3 GHz dan 2,6 GHz.

Idealnya untuk penyolderan komponen berdimensi kecil biasanya dilakukan oleh mesin yang memiliki tingkat kepresisian penyolderan yang sangat tinggi.



Gambar 4.16. Grafik perubahan epsilon relative pada FR4 relatif terhadap perubahan frekuensi [13]

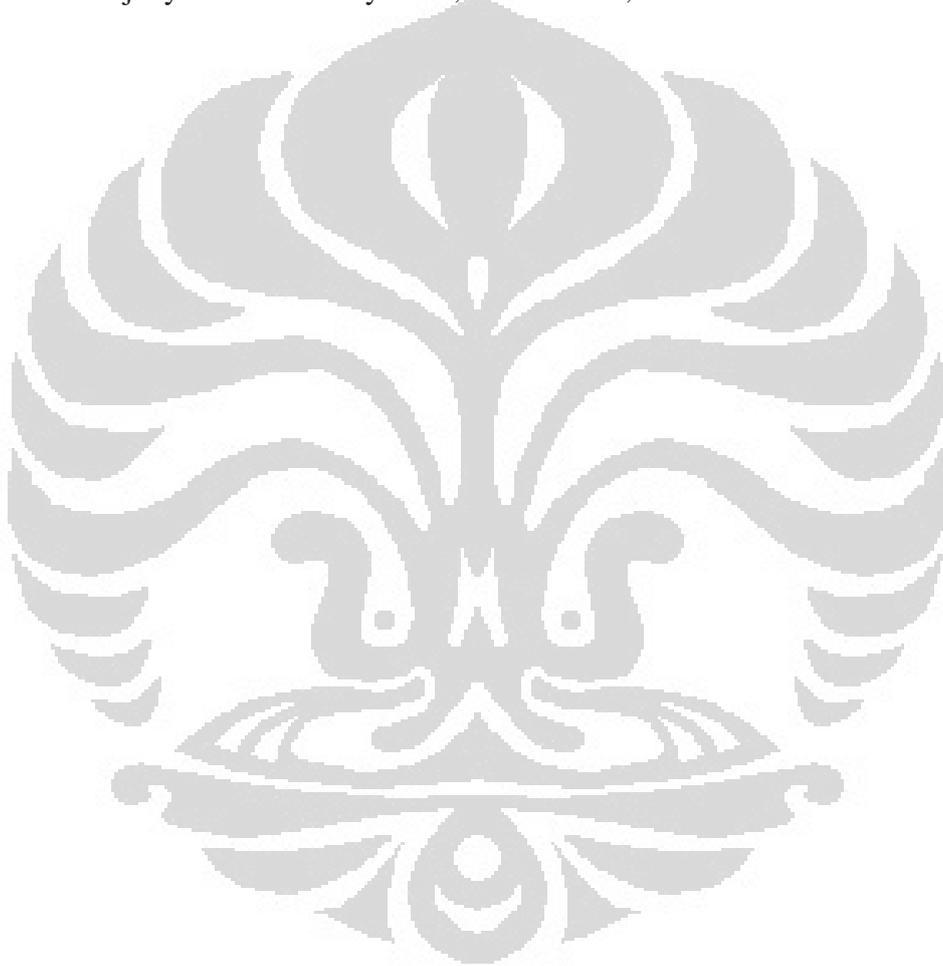
## BAB 5

### KESIMPULAN

Berdasarkan hasil rancang bangun dan analisa kinerja Simultan Dual Band LNA pada frekuensi 2,3 GHz dan 2,6 GHz untuk aplikasi mobile BWA yang telah dipabrikasi maka dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

- a. Telah dirancang Simultan Dual Band LNA untuk aplikasi m-BWA dengan menggunakan LC Resonator sebagai Penyesuai Impedansi sekaligus pembentuk respon dual band pada frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz. Hasil yang diperoleh sebagai berikut :
  - i. Hasil perancangan dan simulasi Dual Band LNA menunjukkan hasil performansi yang baik pada frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz, dengan parameter masing-masing Gain ( $S_{21}$ ) = 17.386 dB/ 16.732 dB, Input Return Loss ( $S_{11}$ ) = -31.598 dB / -32.147 dB, Output Return Loss ( $S_{22}$ ) = -31.598 dB / -32.147 dB, Noise Figure = 0.913 dB/ 0.951 dB, VSWR = 1.054 / 1.051, bandwidth = 100 MHz /  $\pm$  95 MHz
  - ii. Penggunaan Topology Cascode Amplifier menunjukkan peningkatan kestabilan dari rangkaian Dual Band LNA, dari simulasi dan perhitungan didapatkan faktor kestabilan pada masing-masing frekuensi kerja 2,3 GHz dan 2,6 GHz, faktor kestabilan (K) lebih besar dari 1 yaitu bernilai 1,227 dan 1,308. Hal ini berarti transistor dalam kondisi stabil
- b. Hasil pabrikasi yang diperoleh menunjukkan bahwa terjadi penggeseran frekuensi kerja yaitu dari 2,3 GHz dan 2,6 GHz ke frekuensi 1,06 GHz dan 1,61 GHz. Dan dari hasil pengukuran didapatkan nilai gain ( $S_{21}$ ) masing-masing 9,275 dB dan 0 dB, input return loss ( $S_{11}$ ) masing-masing -4 dB dan -12 dB, output return loss ( $S_{22}$ ) masing-masing -8,59 dB dan -4 dB dan VSWR masing-masing pada frekuensi 1,63 GHz sebesar 1,0728 dan pada frekuensi 1,06 GHz sebesar 5. Penggeseran frekuensi kerja dan memburuknya performansi dimungkinkan karena kurang

presisinya hasil pabrikan, penyolderan yang jelek pada komponen SMD yang sangat kecil dan ketidakhomogenan substrat (FR4) serta nilai toleransi dari komponen SMD sehingga menjadi penyebab berubahnya parameter Dual Band LNA. Selain itu juga nilai epsilon relatif pada substrat FR4 yang tidak sama pada tiap frekuensi sedangkan pada simulasi konstanta dielektrik dianggap ideal yaitu 4.3. sebagaimana nampak pada Gambar 4.16. meskipun pengaruhnya tidak signifikan karena jarak antara frekuensi kerjanya relatif dekat yaitu 2,3 GHz dan 2,6 GHz.



## DAFTAR REFERENSI

- [1] Z.Li et al ., " A Dual Band CMOS Front end With Two Gain Mode for Wireless LAN Applications, " IEEE JSSC, Vol. 39,pp.2069-2073.NOV .2004.
- [2] Ruey-Lue Wang, Ciao-Ning Cai, Chien Hsuan Liu,Hung-Hsi Chien, Chung-Chin Chuang, Yi-Shu Lin, Yan-Kuin Su, A Dual-band current-reused LNA with the switching of LC-resonances, Fourth International Conference on Innovative Computing, Information and Control, IEEE 2009.
- [3] A. Ismail, and A. Abidi,"A 3 to IOGHz LNA Using a Wideband LC ladder Matching Network," ISSCC Dig. Tech. Papers, pp.384, 2004.
- [4] Lini Lee<sup>1</sup>, Roslina Mohd Sidek, S. S. Jamuar<sup>1</sup> and Sabira Khatun, Design of a Dual-Band Low Noise Amplifier (LNA) Utilizing Positive Feedback Technique, *4th Student Conference on Research and Development (SCOReD 2006), Shah Alam, Selangor, MALAYSIA, 27-28 June, IEEE 2006*
- [5] Hossein Hashemi, Ali Hajimiri, Concurrent Multiband Low Noise Amplifiers – Theory, Design and Applications, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002
- [6] D. M Pozar, Microwave Engineering, 2<sup>nd</sup> ed. New York : Wiley, 1998
- [7] Irwan Fauzi, Perencanaan Rangkaian RF Penerima CPE Mobile WiMAX pada 2.3GHz., 2009
- [8] Hongyun Xie, Lijian He, Pei Shen, Junning Gan, Jia Li, Yiwen Huang, Lu Huang, Wanrong Zhang, A Novel Dual-band Power Amplifier for Wireless Communication, International Conference on Communication Software and Networks, IEEE 2009
- [9] RF,RFIC & Microwave Theory, Design
- [10] Rowan Gilmore, Les Besser, Practical RF Circuit Design for Modern Wireless System Vol. II, Artech House, 2003.
- [11] Peter Vizmuller, RF Design Guide Systems, Circuits, and Equations, Artech House, 1995
- [12] Xinzhong Duo, Li-Rong Zheng, Mohammed Ismail and Hannu Tenhunen, A Concurrent Multi-Band LNA for Multi-Standard Radios, IEEE 2005
- [13] <http://forum.elektro-unsyiah.net>



NEC's SUPER LOW NOISE HJ FET

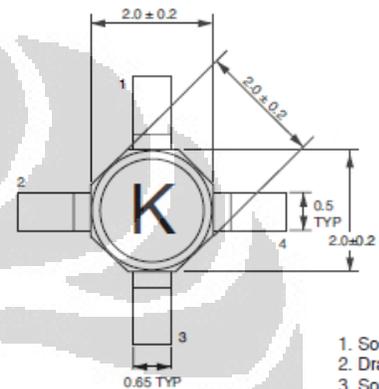
NE3210S01

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

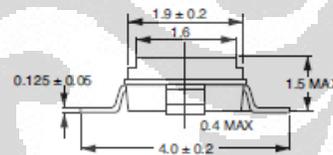


1. Source
2. Drain
3. Source
4. Gate

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 NE3210S01 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
$G_A$	Associated Gain <sup>1</sup> , $V_{DS} = 2$ V, $I_D = 10$ mA, $f = 12$ GHz	dB	12	13.5	
NF	Noise Figure <sup>1</sup> , $V_{DS} = 2$ 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	$\mu\text{A}$		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.

## NE3210S01

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup> (T<sub>A</sub> = 25°C)

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

Note:

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

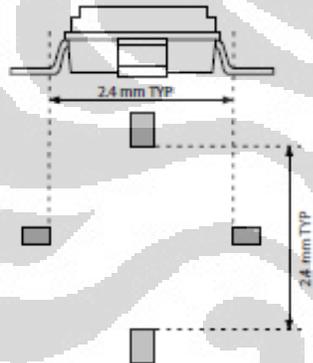
### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (T<sub>A</sub> = 25°C)

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

### TYPICAL NOISE PARAMETERS (T<sub>A</sub> = 25°C)

FREQ. (GHz)	NF <sub>MIN</sub> (dB)	G <sub>A</sub> (dB)	Γ <sub>OPT</sub>		R <sub>n/50</sub>
			MAG	ANG	
V <sub>DS</sub> = 2 V, I <sub>D</sub> = 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	-92	0.23

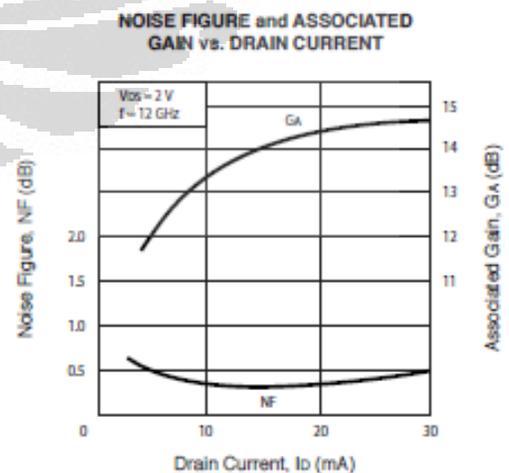
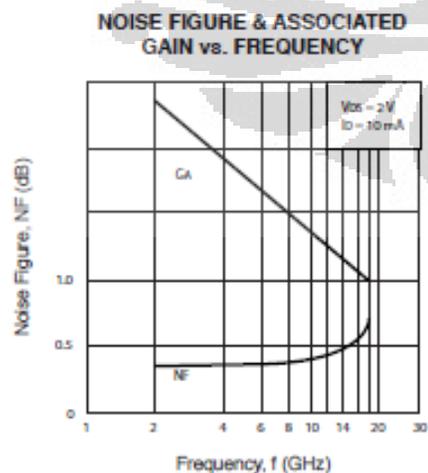
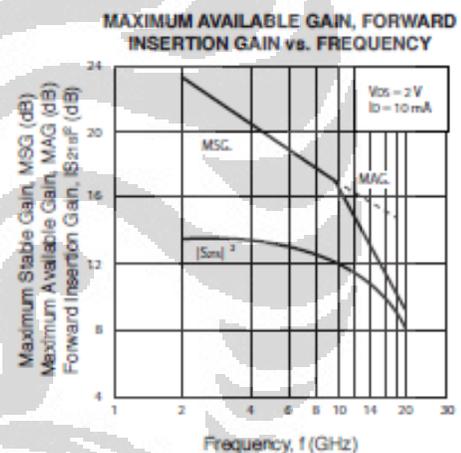
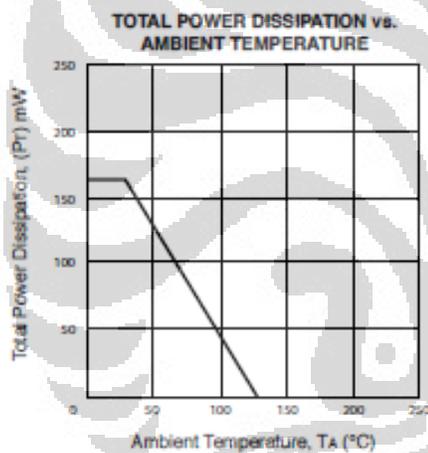
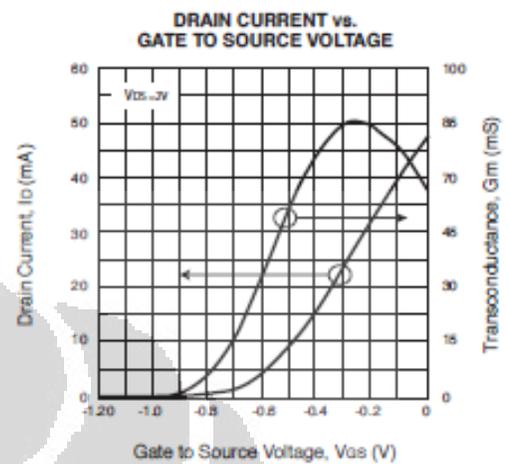
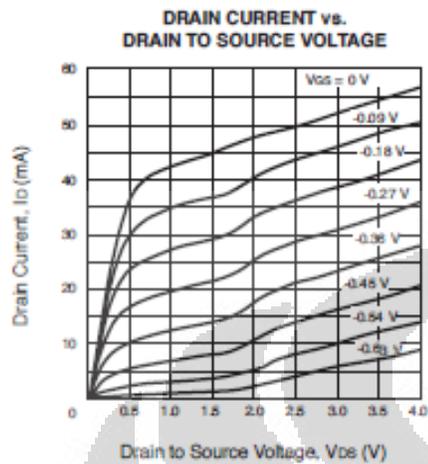
### TYPICAL MOUNT PAD LAYOUT (Units in mm)



### ORDERING INFORMATION

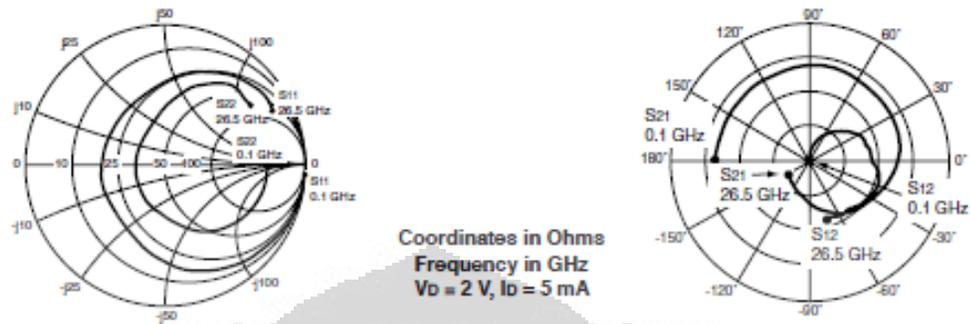
PART NUMBER	SUPPLY FORM	MARKING
NE3210S01-T1	Tape & Reel 1000 pcs/reel	K
NE3210S01-T1B	Tape & Reel 4000 pcs/reel	

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (TA = 25°C)



# NE3210S01

## TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (T<sub>A</sub> = 25°C)



NE3210S01  
V<sub>D</sub> = 2 V, I<sub>D</sub> = 5 mA

FREQUENCY GHz	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>		K	MAG <sup>1</sup> (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
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	173.63	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	0.690	-92.29	3.539	78.21	0.088	17.34	0.469	-73.32	0.89	16.15
9.00	0.589	-109.87	3.527	63.32	0.091	7.65	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	-31.08	0.256	-126.40	1.30	11.09
16.00	0.587	92.69	2.545	-39.53	0.098	-35.08	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	-47.98	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:

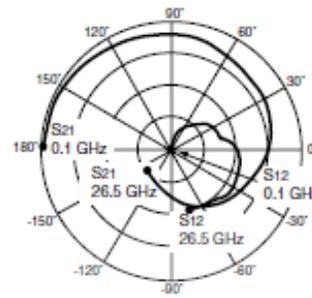
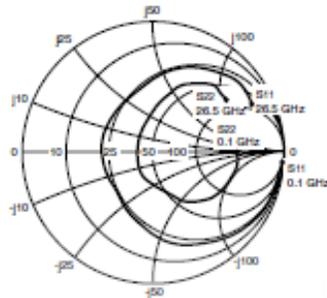
$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$$

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

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



Coordinates in Ohms  
Frequency in GHz  
V<sub>D</sub> = 2 V, I<sub>D</sub> = 10 mA

NE3210S01  
V<sub>D</sub> = 2 V, I<sub>D</sub> = 10 mA

FREQUENCY GHz	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>		K	MAG <sup>1</sup> (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
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	1.08	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	18.52	0.102	1.30	0.173	-129.97	1.15	13.56
13.00	0.406	144.90	3.781	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	0.781	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	0.584	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	36.66	1.418	-112.23	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:

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

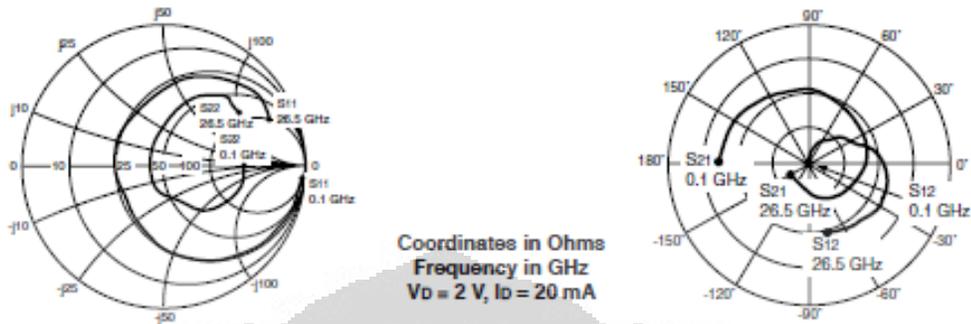
When  $K \leq 1$ , MAG is undefined and MSG values are used.  $MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$ ,  $K = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}$ ,  $D = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

# NE3210S01

## TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



NE3210S01  
Vd = 2 V, Id = 20 mA

FREQUENCY GHz	S11		S21		S12		S22		K	MAG' (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
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	-28.59	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	1.696	-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

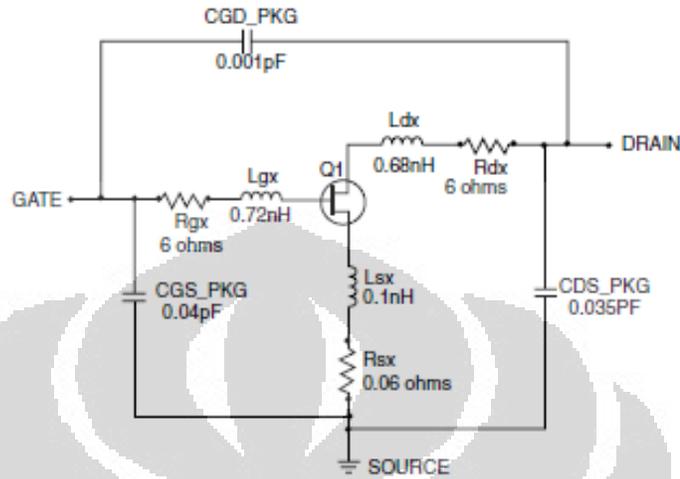
Note:  
1. Gain Calculation:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right). \text{ When } K \leq 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}, K = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}, D = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$$

MAG = Maximum Available Gain  
MSG = Maximum Stable Gain

**NE3210S01 NONLINEAR MODEL**

**SCHEMATIC**



**FET NONLINEAR MODEL PARAMETERS <sup>(1)</sup>**

Parameters	Q1	Parameters	Q1
VTO	-0.798	RG	8
VTQSC	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		

**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: VDS = 1 V to 3 V, ID = 5 mA to 30 mA  
 Date: 1/99

(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 • 408 919-2500 • FAX (408) 988-0279 • [www.cel.com](http://www.cel.com)

DATA SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

Updated: 9-13-08



