



UNIVERSITAS INDONESIA

**PERANCANGAN *CO-DESIGN QUADBAND LOW NOISE*
AMPLIFIER DAN *BAND PASS FILTER* MENGGUNAKAN
CMOS TEKNOLOGI $0.18 \mu m$**

SKRIPSI

**CHAIRIL
0806330756**

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



UNIVERSITAS INDONESIA

**PERANCANGAN *CO-DESIGN QUADBAND LOW NOISE*
AMPLIFIER DAN *BAND PASS FILTER* MENGGUNAKAN
CMOS TEKNOLOGI $0.18 \mu m$**

SKRIPSI


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

**CHAIRIL
0806330756**

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

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Chairil
NPM : 0806330756
Tanda Tangan : 
Tanggal : 2 Juli 2012

HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh :

Nama : Chairil
NPM : 0806330756
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Skripsi : Perancangan *Co-design Quadband Low Noise Amplifier* dan *Band Pass Filter* Menggunakan CMOS Teknologi 0.18 μm

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

DEWAN PENGUJI

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

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

Penguji : Basari, S.T., M.Eng., Ph.D. (.....)

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 2 Juli 2012

KATA PENGANTAR

Puji syukur kepada Tuhan Yang Maha Esa atas segala rahmat dan karunia-Nya yang tak terkira, sehingga skripsi ini dapat diselesaikan dengan lancar. Skripsi ini diselesaikan sebagai syarat untuk mendapatkan gelar Sarjana Teknik Program Studi Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia.

Penulis menyadari bahwa selesainya skripsi ini tidak terlepas dari bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak. Karena itu, pada kesempatan ini pula penulis ingin menyampaikan terima kasih kepada:

1. Dekan Fakultas Teknik Universitas Indonesia, beserta segenap jajarannya.
2. Kepala Departemen Teknik Elektro.
3. Bapak Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D yang telah membimbing secara akademis, memberikan pelajaran moral, dan menyemangati dalam proses pengerjaan skripsi ini.
4. Seluruh dosen dan staf pengajar yang telah memberikan bimbingan dan bekal ilmu pengetahuan selama masa perkuliahan di Teknik Elektro.
5. Bapak Teguh Firmansyah S.T., M.T. dan Bapak Taufiq Alif K, S.T., M.Sc.
6. Ayah, Ibu, kakak, adik-adik kembar yang telah memberikan dukungan doa dan semangatnya selama menjalani studi.
7. Yayasan Putera Sampoerna atas bantuan finansial selama masa kuliah.
8. Rekan-rekan mahasiswa Teknik Elektro-Komputer DTE-FTUI khususnya rekan-rekan satu kelompok bimbingan seminar dan skripsi.
9. Dan semua pihak yang tidak dapat disebutkan satu-persatu yang telah memberi dukungan sehingga skripsi ini mampu terselesaikan.

Akhir kata, skripsi ini diharapkan bisa diterima dan bermanfaat bagi kepentingan masyarakat, serta sebagai pengembangan ilmu pengetahuan di bidang teknik elektro.

Depok, Juni 2012

Penulis

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

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

Nama : Chairil
NPM : 0806330756
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis Karya : Skripsi

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:

Perancangan Co-design Quadband Low Noise Amplifier Dan Band Pass Filter Menggunakan CMOS Teknologi 0.18 μm

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

Demikian pertanyaan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok

Pada tanggal : 2 Juli 2012

Yang menyatakan



(Chairil)

ABSTRAK

Nama : Chairil

Program Studi : Teknik Elektro

Judul : Perancangan Co-design Quadband Low Noise Amplifier Dan Band Pass Filter Menggunakan CMOS Teknologi 0.18 μm

Pada skripsi ini dilakukan perancangan *co-design quadband* LNA dan BPF dengan menggunakan CMOS teknologi 0.18 μm yang beroperasi pada frekuensi tengah 0.95 GHz dan 1.85 GHz untuk aplikasi GSM, 2.35 GHz untuk aplikasi WiMAX, dan 2.65 GHz untuk aplikasi LTE secara simultan dengan topologi *inductive souece degeneration*. LNA dirancang agar memiliki spesifikasi $S_{11} < -10$ dB, $S_{21} > 10$ dB, VSWR bernilai 1 – 2, dan NF < 3 dB. LNA yang telah memenuhi kriteriai perancangan kemudian digabung dengan sebuah *quadband* BPF yang beroperasi pada frekuensi tengah yang sama.

Hasil simulasi *co-design* LNA dan BPF memiliki kinerja yang lebih baik daripada *quadband* LNA pada frekuensi 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz. *Co-design* LNA dan BPF memiliki nilai S_{11} antara -26,0 dan -18,9 dB, S_{21} antara 13,2 dB dan 19,2 dB, VSWR senilai 1,2, dan NF antara 0,6 dB dan 1,5 dB.

Kata kunci: BPF, CMOS 0.18 μm , *co-design*, *inductive souece degeneration*, LNA, *quadband*

ABSTRACT

Name : Chairil
Major : Electrical Engineering
Title : Co-design Of Quadband Low Noise Amplifier and Bandpass Filter in 0.18 μm CMOS Technology

In this thesis, a concurrent quadband LNA is built in inductively source degeneration topology using 0.18 μm CMOS technology. Another optimization technique called co-design is also used to find the better solution in the wider design field. Whatever the LNA and Filter are powerful; there should be a better design once they are combined together. Considering multiple components in RF front-end together, co-design can reduce the device number, thereby reduce system size, weight and price.

As the result, a concurrent LNA which operates in band 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, and 2.65 GHz with gain >10 dB and NF below 1 dB is presented.

Keywords: *Band pass filter, CMOS 0.18 μm , co-design, concurrent, inductive source degeneration, LNA, quadband*

DAFTAR ISI

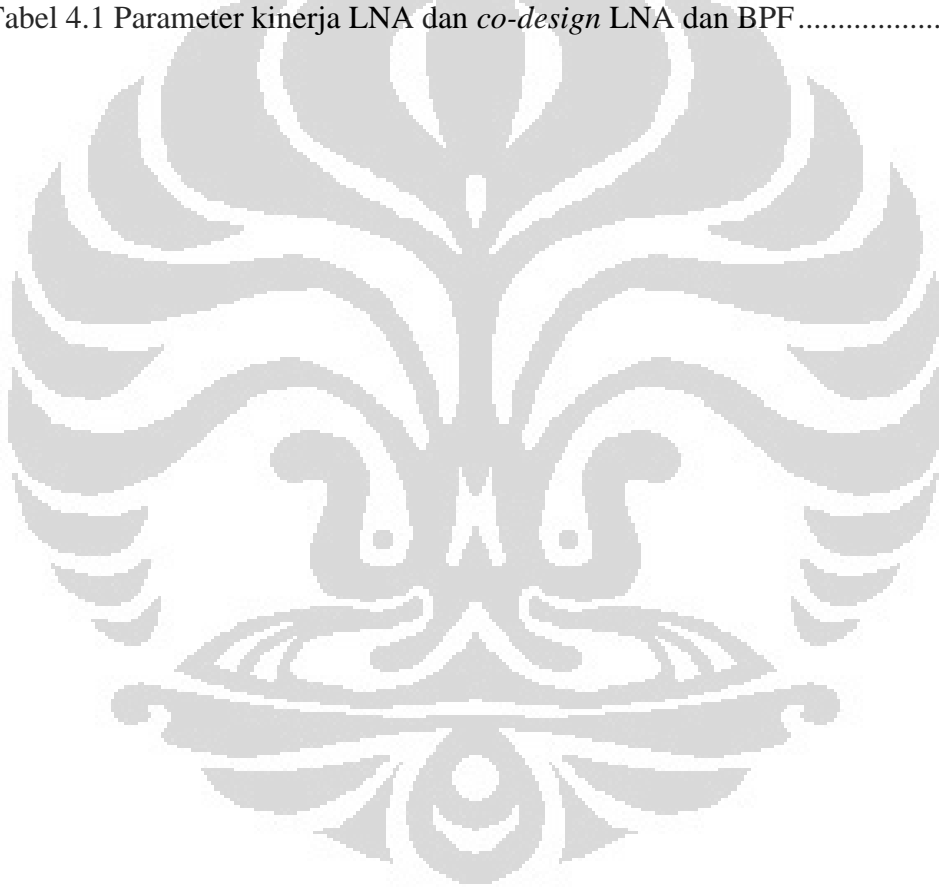
HALAMAN JUDUL	4
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	ii
HALAMAN PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR	iv
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI	v
ABSTRAK	vi
ABSTRACT	vii
DAFTAR ISI	viii
DAFTAR TABEL	xi
DAFTAR GAMBAR	xii
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Tujuan	3
1.3 Batasan Masalah	3
1.4 Sistematika Penulisan	3
BAB 2 LOW NOISE AMPLIFIER DAN BANDPASS FILTER	5
2.1 Konsep Radio Frequency	5
2.1.1 Refleksi	5
2.1.2 Scattering Parameter	7
2.1.3 Quality Factor	8
2.1.4 Transformasi Impedansi	9
2.2 Spesifikasi Receiver	10
2.3 Concurrent Multi-Band LNA	12
2.4 Teknologi CMOS	13
2.5 Karakterisasi LNA	16
2.5.1 Kinerja Noise dan Sensitifitas LNA	16
2.5.2 Penguatan LNA	16
2.5.3 Linearitas LNA	18
2.5.4 Stabilitas LNA	20

2.5.5	Frekuensi Tengah dan <i>Bandwidth</i>	20
2.6	Topologi LNA	21
2.7	Multiband Band Pass Filter.....	25
BAB 3	PERANCANGAN <i>CO-DESIGN MULTIBAND LNA DAN BPF</i>.....	27
3.1	Alur Perancangan.....	27
3.2	Perancangan <i>Quadband LNA</i>.....	28
3.2.1	Perancangan Rangkaian Inti LNA	29
3.2.2	Perancangan <i>Matching Network LNA</i>	36
3.2.2.1	<i>Input Matching Network</i>	36
3.2.2.2	<i>Output Matching Network</i>	38
3.3	Perancangan <i>Quadband Band Pass Filter</i>	39
3.4	Perancangan <i>Co-design Quadband Concurrent LNA dan BPF</i>	41
BAB 4	HASIL SIMULASI DAN ANALISA <i>CO-DESIGN QUADBAND CONCURRENT CMOS LNA DAN BPF</i>	43
4.1	Hasil Simulasi dan Analisa <i>Quadband Concurrent LNA</i>	43
4.1.1	Hasil Simulasi dan Analisa <i>Return Loss (S11)</i>	43
4.1.2	Hasil Simulasi dan Analisa <i>Gain</i>	44
4.1.3	Hasil Simulasi dan Analisa Kestabilan.....	45
4.1.4	Hasil Simulasi dan Analisa <i>NF</i>	46
4.1.5	Hasil Simulasi dan Analisa <i>VSWR</i>	46
4.1.6	Hasil Simulasi dan Analisa <i>Group Delay</i>	47
4.1.7	Hasil Simulasi Konsumsi Daya <i>Quadband LNA</i>	48
4.2	Hasil Simulasi <i>Quadband BPF</i>.....	48
4.2.1	Hasil Simulasi <i>S11</i> pada <i>Quadband BPF</i>	48
4.2.2	Hasil Simulasi <i>S21</i> pada <i>Quadband BPF</i>	48
4.2.3	Hasil Simulasi <i>VSWR</i> pada <i>Quadband BPF</i>	49
4.2.4	Hasil Simulasi <i>Group Delay</i> pada <i>Quadband BPF</i>	50
4.3	Hasil Simulasi <i>Co-design Quadband Concurrent LNA dan BPF</i>	50
4.3.1	Hasil Simulasi dan Analisa <i>S11</i>	50
4.3.2	Hasil Simulasi dan Analisa <i>S21</i>	51

4.3.3 Hasil Simulasi dan Analisa Kestabilan.....	52
4.3.4 Hasil Simulasi dan Analisa NF.....	52
4.3.5 Hasil Simulasi dan Analisa VSWR	53
4.3.6 Hasil Simulasi dan Analisa <i>Group Delay</i>	53
4.3.7 Hasil Simulasi Konsumsi Daya <i>Quandband</i> LNA	54
4.4 Perbandingan Hasil Simulasi LNA Sebelum dan Sesudah Co-design	54
4.4.1 Perbandingan Hasil Simulasi dan Analisa S_{11}	54
4.4.2 Perbandingan Hasil Simulasi dan Analisa S_{21}	55
4.4.3 Perbandingan Hasil Simulasi dan Analisa NF.....	56
4.4.4 Perbandingan Hasil Simulasi dan Analisa Konsumsi Daya	57
BAB 5 KESIMPULAN.....	58
DAFTAR REFERENSI	59

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1 Perbandingan keunggulan dan kelemahan berbagai topologi LNA.....	25
Tabel 3.1 Spesifikasi <i>Quadband Concurrent</i> LNA.....	28
Tabel 3.2 Nilai V_{GS} , V_t , dan V_{DS} transistor M1 dan M2	33
Tabel 3.3 Nilai komponen pada <i>input matching</i> LNA	38
Tabel 3.4 Nilai komponen pada <i>output matching</i>	39
Tabel 3.5 Spesifikasi rancangan BPF.....	40
Tabel 3.6 Tabel nilai komponen yang digunakan pada <i>quadband</i> BPF.....	41
Tabel 4.1 Parameter kinerja LNA dan <i>co-design</i> LNA dan BPF.....	54



DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 <i>Incident wave, reflected wave, dan standing wave</i>	6
Gambar 2.2 Impedansi pada jalur transmisi dan lokasi pengukuran Γ_L	6
Gambar 2.3 Rangkaian dua <i>port</i>	8
Gambar 2.4 Rangkaian <i>matching network</i> pada LNA	9
Gambar 2.5 Rangkaian <i>matching π dan T</i>	10
Gambar 2.6 Diagram blok sebuah <i>receiver</i>	11
Gambar 2.7 Diagram blok LNA dengan <i>switch</i>	12
Gambar 2.8 Ilustrasi penggabungan dua LNA menjadi <i>concurrent</i> LNA	13
Gambar 2.9 (a) Simbol rangkaian MOSFET kanal n (NMOS) (b) Simbol rangkain MOSFET kanal p (PPMOS).....	13
Gambar 2.10 Struktur fisik NMOS transistor	14
Gambar 2.11 (a) Rangkaian <i>amplifier</i> (b) <i>Small-signal equivalent circuit model</i>	15
Gambar 2.12 Diagram Blok <i>Single Stage Rf Amplifier</i>	17
Gambar 2.13 <i>First Order Output, Third Order Im Product</i>	18
Gambar 2.14 <i>P1dB</i> (A), <i>IIP3</i> (B), dan <i>SFDR</i> (C)	19
Gambar 2.15 <i>Compression Free Dynamic Range</i>	19
Gambar 2.16 Ilustrasi rangkaian dua <i>port</i> untuk menghitung kestabilan.....	20
Gambar 2.17 Ilustrasi Frekuensi Tengah Dan <i>Bandwidth</i>	21
Gambar 2.18 <i>Resistive terminated</i> LNA	21
Gambar 2.19 <i>Common gate</i> LNA.....	22
Gambar 2.20 <i>Shunt Series Feedback</i> LNA	23
Gambar 2.21 <i>Current reuse</i> LNA.....	23
Gambar 2.22 <i>Cgd neutralization</i> LNA	24
Gambar 2.23 <i>Inductive source degeneration</i> LNA	24
Gambar 2.24 (a) Rangkaian BPF. (b) Respon Ideal Sebuah BPF	26
Gambar 3.1 Diagram alir perancangan <i>co-design</i> LNA dan BPF.....	27
Gambar 3.2 Diagram Blok <i>Quadband Concurrent</i> LNA.....	29
Gambar 3.3 Rangkaian inti <i>quadband</i> LNA	30
Gambar 3.4 Rangkaian bias transistor M1 dan M2.....	31
Gambar 3.5 Rangkaian simulasi karakteristik MOSFET pada ADS	31

Gambar 3.6 Kurva titik kerja transistor M1	32
Gambar 3.7 Kurva titik kerja transistor M2	32
Gambar 3.8 Analisa DC rangkaian inti LNA	33
Gambar 3.9 Rangkaian M1 dengan <i>source inductive degeneration</i>	34
Gambar 3.10 Input Matching LNA	36
Gambar 3.11 Output Matching LNA	38
Gambar 3.12 <i>Quadband Low Noise Amplifier</i>	39
Gambar 3.13 <i>Quadband</i> BPF yang digunakan pada perancangan	40
Gambar 3.14 Diagram <i>co-design</i> LNA dan BPF	41
Gambar 3.15 Rangkaian <i>co-design</i> LNA dan BPF	42
Gambar 4.1 Hasil simulasi S11 pada <i>quadband</i> LNA	43
Gambar 4.2 Respon S11 pada <i>smith chart</i>	44
Gambar 4.3 Hasil simulasi S21 pada <i>quadband</i> LNA	45
Gambar 4.4 Hasil simulasi kestabilan pada <i>quadband</i> LNA	46
Gambar 4.5 Hasil simulasi NF pada <i>quadband</i> LNA	46
Gambar 4.6 Hasil simulasi VSWR pada <i>quadband</i> LNA	47
Gambar 4.7 Hasil simulasi <i>group delay</i> pada <i>quadband</i> LNA	47
Gambar 4.8 Hasil simulasi S11 pada <i>quadband</i> BPF	48
Gambar 4.9 Hasil simulasi S21 pada <i>quadband</i> BPF	49
Gambar 4.10 Hasil simulasi VSWR pada <i>quadband</i> BPF	49
Gambar 4.11 Hasil simulasi <i>group delay</i> pada <i>quadband</i> BPF	50
Gambar 4.12 Hasil simulasi <i>return loss</i> (S11)	50
Gambar 4.13 Respon S11 pada <i>smith chart</i>	51
Gambar 4.14 Hasil simulasi S21 pada <i>quadband co-design</i> LNA-BPF	51
Gambar 4.15 Hasil simulasi kestabilan pada <i>quadband co-design</i> LNA-BPF	52
Gambar 4.16 Hasil simulasi NF pada <i>quadband co-design</i> LNA-BPF	52
Gambar 4.17 Hasil simulasi VSWR pada <i>quadband co-design</i> LNA-BPF	53
Gambar 4.18 Hasil simulasi <i>group delay</i> pada <i>quadband co-design</i> LNA-BPF	53
Gambar 4.19 Perbandingan S11 LNA sebelum dan sesudah <i>co-design</i>	55
Gambar 4.20 Grafik perbandingan <i>gain</i> LNA sebelum dan sesudah <i>co-design</i> ...	56
Gambar 4.21 NF LNA sebelum dan sesudah <i>co-design</i>	57

BAB 1 PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Pengguna teknologi telekomunikasi *wireless* terus bertambah. Hingga tahun 2011, terdapat 5,6 miliar koneksi nirkabel yang telah tersambung[1]. Saat ini terdapat kecenderungan dimana pengguna menginginkan sebuah perangkat berukuran kecil yang dapat bekerja pada beberapa standar frekuensi. *Low Noise Amplifier* (LNA) sebagai bagian paling depan dalam perangkat penerima multistandar memiliki kontribusi yang cukup penting untuk menciptakan perangkat penerima yang sesuai dengan tren tersebut.

LNA berperan dalam menguatkan sinyal yang masuk melalui antenna dengan kontribusi *noise* yang kecil agar dapat diterima dengan baik oleh tahapan selanjutnya dari sebuah *receiver*[2]. Salah satu tantangan dalam merancang LNA adalah *trade off* yang terjadi ketika memaksimalkan salah satu parameter[3], misalnya meningkatnya nilai *noise figure* (NF) dan konsumsi daya ketika *gain* dinaikkan. Keterkaitan antara parameter-parameter ini dapat diantisipasi dengan beberapa teknik perancangan yang dapat diterapkan.

Pemilihan topologi yang sesuai dengan spesifikasi LNA adalah salah satu teknik yang biasa diterapkan untuk mengoptimalkan kinerja LNA. Salah satu topologi yang sering digunakan adalah *common stage*. Dengan topologi jenis ini, rangkaian *input matching* dapat dibuat dengan sangat sederhana karena impedansi masukannya dapat dengan mudah dihitung yaitu sebesar $1/g_m$, dimana g_m merupakan transkonduktansi dari transistor (MOSFET) yang digunakan. Namun topologi jenis ini tidak cocok untuk *narrowband* LNA dan memiliki *noise figure* yang besar[4].

Pada [5], diperkenalkan topologi baru yang menggunakan rangkaian penangkal *noise*. Namun kinerja NF yang dihasilkan belum cukup memuaskan. Topologi lain yaitu *inductively degenerated common source stage topology* diperkenalkan pada[6]. NF yang dihasilkan memiliki nilai yang cukup kecil yaitu sekitar 1 dB. Alasan lain pemilihan topologi ini karena topologi ini sangat cocok untuk digunakan pada *narrowband* LNA dan juga dapat memberikan kebebasan

lebih dalam pembuatan rangkaian *matching* dengan variasi nilai C_{gs} dan L_s [8]. Untuk mengoptimalkan penguatan dan *reverse isolation*, transistor pada topologi *inductively degenerated common source stage* dapat disusun secara *cascade* [9].

Jenis transistor juga faktor penting untuk mengoptimalkan kinerja LNA. Transistor berteknologi CMOS adalah salah satu yang paling sering digunakan pada LNA karena transistor ini memiliki linearitas yang baik, dapat bekerja pada tegangan rendah, memiliki karakteristik *noise figure* yang baik, dan biaya fabrikasi CMOS cukup murah untuk produksi massal [10-11].

Untuk dapat bekerja pada beberapa standar telekomunikasi, ada beberapa metode yang telah berhasil diterapkan. Pada [12-19] diusulkan *wideband* LNA, yaitu LNA yang memiliki *bandwidth* sangat besar yang mencakup beberapa jenis standar telekomunikasi. Kekurangan *wideband* LNA adalah penguatan yang juga terjadi pada sinyal yang berada dalam rentang frekuensinya tetapi bukan merupakan frekuensi kerja.

Jenis kedua adalah *multiband* LNA yang menggunakan *switch* seperti pada [20-25]. *Multiband* LNA jenis ini memiliki beberapa kelemahan antara lain hanya dapat bekerja pada satu frekuensi dalam satu waktu, biaya produksi yang mahal, ukurannya yang besar, dan boros dalam penggunaan daya.

Pada skripsi ini akan digunakan teknik *concurrent multiband* dengan memanfaatkan sifat rangkaian resonator agar LNA dapat bekerja secara simultan pada satu waktu dengan nilai *return loss* (S_{11}), *insertion loss* (S_{21}), NF, K, dan VSWR yang baik pada semua frekuensi pada waktu yang sama [26-31].

Selain metode-metode yang telah dijelaskan, pada [32] diperkenalkan teknik *co-design* antara LNA dan *Band Pass Filter*. Rangkaian resonator pada LNA dikombinasikan dengan sebuah BPF untuk memperbaiki kinerja LNA. Tetapi pada penelitian tersebut perbedaan rangkaian resonator dan BPF yang digunakan tidak begitu jelas.

Metode *co-design* LNA dan BPF tergolong baru dalam perancangan LNA. Karena itu, pada skripsi ini akan dilakukan pengembangan terhadap metode *co-design* yang telah diperkenalkan pada [32]. *State of the art* pada skripsi ini adalah merancang sebuah LNA yang dapat bekerja secara simultan pada empat rentang frekuensi berbeda dengan menerapkan gabungan beberapa metode yang

dianggap efektif. Melalui prosedur *co-design*, LNA tersebut kemudian digabungkan dengan sebuah BPF. Selain meningkatkan kinerja LNA, tujuan dari penerapan teknik *co-design* adalah untuk mengurangi jumlah komponen dari RF *front-end system* dalam rangka meminimalisasi ukuran dan biaya produksi LNA.

Dengan menerapkan metode-metode di atas, dilakukan perancangan LNA yang bekerja pada frekuensi 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz, *noise figure* $< 3\text{dB}$, konsumsi daya $< 20\text{ mWatt}$, dan penguatan lebih dari 10 dB.

1.2 Tujuan

Skripsi ini bertujuan untuk merancang *quadband low noise amplifier* menggunakan *quadband bandpass filter* sebagai *output matching*-nya. LNA yang dirancang dapat bekerja secara bersamaan pada frekuensi tengah 950 MHz untuk aplikasi GSM, 1.85 GHz untuk aplikasi WCDMA, 2.35 GHz untuk aplikasi WiMAX, dan 2.65 GHz untuk aplikasi LTE. Perancangan dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak Advance Design System (ADS) versi 2011.05.

1.3 Batasan Masalah

Pada skripsi ini disimulasi sebuah LNA yang bekerja secara bersamaan pada frekuensi tengah 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz dengan spesifikasi $S_{11} < -10\text{dB}$, $S_{21} > 10\text{ dB}$, dan *noise figure* $NF < 3\text{ dB}$. Karena LNA ini selanjutnya akan di-*co-design* dengan sebuah BPF (BPF), maka juga dirancang sebuah BPF yang juga bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz dengan *return loss* $S_{11} < -10\text{dB}$. Selanjutnya LNA sebelum *co-design* dan setelah *co-design* akan dibandingkan.

1.4 Sistematika Penulisan

Untuk melakukan penelitian skripsi ini, dilakukan studi pustaka dari sumber yang relevan, konsultasi, dan juga diskusi dengan dosen pembimbing dan dosen lainnya yang berkompeten dalam bidang *radio frequency*. Secara umum, sistematika penulisan skripsi ini adalah sebagai berikut.

BAB I PENDAHULUAN

Bab ini membahas mengenai latar belakang, tujuan dan batasan masalah, serta bagian dari sistematika penulisan.

BAB II *LOW NOISE AMPLIFIER* DAN *BAND PASS FILTER*

Pada bab ini akan dibahas teori dan parameter-parameter tentang *low noise amplifier* dan *band pass filter*

BAB III PERANCANGAN *CO-DESIGN QUADBAND LOW NOISE AMPLIFIER* DAN *BAND PASS FILTER* MENGGUNAKAN CMOS TEKNOLOGI $0.18 \mu m$

Bab ini menjelaskan tahap-tahap yang dilakukan dalam perancangan sebuah *low noise amplifier* dan juga sebuah *band pass filter*. Kemudian dilakukan prosedur *co-design* menghasilkan sebuah LNA yang menggunakan *band pass filter* sebagai rangkaian *output matching*-nya.

BAB IV HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

Bab ini memaparkan hasil simulasi dan analisa dari LNA dan BPF yang dirancang, kemudian membandingkan hasil *stand alone* LNA dengan LNA yang telah di-*co-design* dengan BPF.

BAB V KESIMPULAN

Bab ini menjelaskan poin-poin penting yang diperoleh dari perancangan yang telah dilakukan.

BAB 2

LOW NOISE AMPLIFIER DAN BANDPASS FILTER

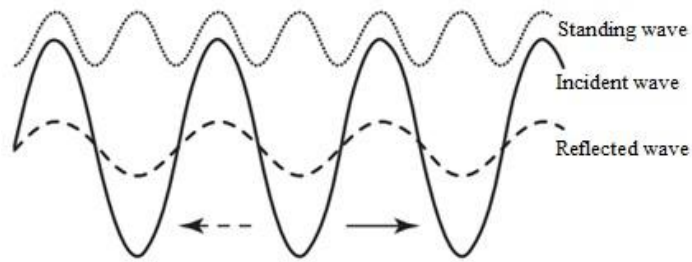
2.1 Konsep Radio Frequency

Gelombang elektromagnetik banyak digunakan untuk menstransmisikan data secara nirkabel. Umumnya, *radio transceiver* dirancang untuk tujuan tertentu. Misalnya sebuah TV *tuner* yang dirancang untuk merubah gelombang elektromagnetik menjadi gambar dan suara atau telepon genggam yang dirancang untuk mengonversi gelombang elektromagnetik yang diterima menjadi suara dan data. Sebuah perangkat penangkap gelombang radio seringkali dirancang untuk bekerja pada lebih dari satu mode untuk mendukung penggunaan optimal seperti perangkat radio yang selain bisa menerima dan mengonversikan gelombang AM sekaligus gelombang FM yang disiarkan oleh stasiun-stasiun radio.

Kebutuhan untuk menciptakan perangkat *multimode transceiver* juga terus meningkat seiring dengan meningkatnya kebutuhan masyarakat akan telekomunikasi. Perkembangan ini ditunjukkan dengan semakin banyaknya perusahaan yang melebarkan sayap bisnisnya pada bidang telekomunikasi. Dari sisi teknologi, semakin hari semakin banyak standar komunikasi nirkabel yang bermunculan agar dapat bekerja dengan lebih baik seperti GSM, WCDMA, Bluetooth, LTE, WLAN, dan lain sebagainya. Hal ini menjadi sebuah motivasi bagi para *engineer* untuk mengembangkan teknologi *multimode wireless transceiver*. Dari sisi pengguna, ada empat fokus pengembangan dari *wireless telecommunication* yaitu untuk penggunaan baru, peningkatan dan pengembangan fungsi, harga yang lebih murah, dan ukuran yang lebih kecil [10].

2.1.1 Refleksi

Sebuah gelombang akan terbagi ketika melawati ujung dari sebuah jalur transmisi. Akibatnya, gelombang tersebut akan kehilangan sebagian dari magnitudonya. Untuk membuat daya yang terbuang minimal dan daya yang ditransfer maksimal, maka impedansi dari rangkaian harus dioptimasi agar sesuai (*matched*) pada keseluruhan rangkaian. Gambar 2.1 mengilustrasikan gelombang pada sebuah jalur transmisi.



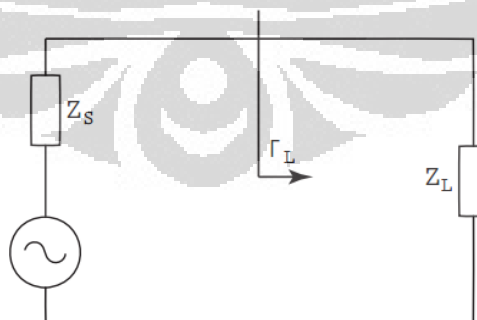
Gambar 2.1 *Incident wave, reflected wave, dan standing wave*

Ada beberapa faktor yang dapat dijadikan parameter untuk melihat apakah impedansi rangkaian telah optimal. Salah satunya adalah koefisien refleksi yaitu perbandingan antara gelombang yang terefleksi dan *incident wave* yang diberikan oleh:

$$\Gamma_L = \frac{\text{Gelombang yang terefleksi}}{\text{Gelombang datang}} = \frac{Z_L - Z_s}{Z_L + Z_s} \quad (2.1)$$

dengan Γ_L sebagai koefisien refleksi pada terminal *load*, Z_L adalah impedansi pada *load*, dan Z_s merepresentasikan impedansi pada *source*.

Ketika beban (*load*) di-*short*, refleksi negatif maksimum akan tercapai dan koefisien refleksi akan selalu bernilai negatif. Sebaliknya, ketika *load* di-*open* maka nilai koefisien refleksi positif maksimum akan tercapai. Pada kondisi ideal, ketika Z_L *match* dengan sempurna terhadap Z_s , maka tidak ada refleksi yang terjadi sehingga nilai koefisien refleksi adalah satu. Gambar 2.2 menunjukkan impedansi pada *source* dan *load* pada jalur transmisi.



Gambar 2.2 Impedansi pada jalur transmisi dan lokasi pengukuran Γ_L

Parameter kedua adalah *voltage standing wave ratio* (VSWR) yang dapat didefinisikan sebagai perbandingan antara tegangan maksimum dan tegangan minimum pada gelombang, yang diberikan oleh:

$$VSWR = \frac{|V|_{maksimum}}{|V|_{minimum}} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (2.2)$$

Pada kondisi ideal tidak terdapat refleksi, akibatnya nilai VSWR juga dapat diasumsikan minimum yaitu 1:1. Koefisien refleksi juga dapat digunakan untuk menentukan *return loss* (RL), yaitu parameter untuk mengamati keadaan matching antara *input impedance* dengan *source impedance* dan *output impedance* dengan *load impedance*. Besar *return loss* (RL) dinyatakan oleh:

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad (2.3)$$

2.1.2 Scattering Parameter

Scattering Parameter (*S-Parameter*) biasa digunakan dalam analisis rangkaian gelombang mikro dan rangkaian RF sebagai permodelan dan karakterisasi *n-port linear network*. [1]. Persamaan linear yang mendeskripsikan *S-parameter* diberikan oleh:

$$b_2 = s_{21} * a_1 + s_{22} * a_2 \quad (2.4)$$

$$b_1 = s_{11} * a_1 + s_{12} * a_2 \quad (2.5)$$

Dimana b_1 , b_2 , a_1 , dan a_2 adalah gelombang berjalan yang merepresentasikan *incident voltage* pada *port*. *S-Parameter* didefinisikan sebagai:

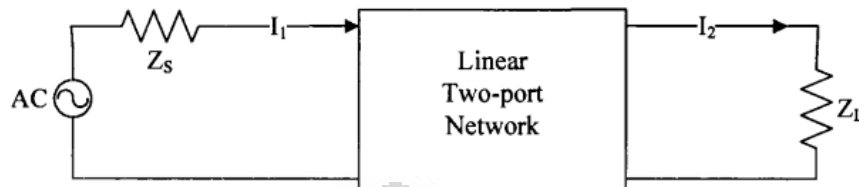
$$s_{11} = (b_1/a_1); a_2 = 0 \quad (2.6)$$

$$s_{22} = (b_2/a_2); a_1 = 0 \quad (2.7)$$

$$s_{21} = (b_2/a_1); a_2 = 0 \quad (2.8)$$

$$s_{12} = (b_1/a_2); a_1 = 0 \quad (2.9)$$

Untuk mempermudah proses analisis dan perhitungan, maka impedansi pada port Z_s dan port Z_L diasumsikan positif dan riil. I_1 dan I_2 adalah representasi arus pada port masuk dan port keluar. Z_0 adalah impedansi referensi pada kedua port. Gambar 2.3 menunjukkan rangkaian dua port yang digunakan pada analisis.



Gambar 2.3 Rangkaian dua port

Berdasarkan Gambar 2.3, dapat ditentukan nilai b_1 , b_2 , a_1 , dan a_2 berkaitan dengan tegangan (V_1 , V_2) dan arus I_1 , I_2 pada port, sebagai berikut:

$$a_1 = (V_1 + I_1 Z_0) / (2\sqrt{Z_0}) \quad (2.10)$$

$$a_2 = (V_2 + I_2 Z_0) / (2\sqrt{Z_0}) \quad (2.11)$$

$$b_1 = (V_1 - I_1 Z_0) / (2\sqrt{Z_0}) \quad (2.12)$$

$$b_2 = (V_2 - I_2 Z_0) / (2\sqrt{Z_0}) \quad (2.13)$$

Berdasarkan nilai-nilai pada persamaan 2.10 – 2.13, dapat disimpulkan bahwa parameter S_{11} , S_{22} , S_{21} , dan S_{12} memiliki hubungan dengan penguatan daya dan *mismatch loss* sebagai berikut:

1. $|S_{11}|^2 = (\text{Daya yang terefleksi dari input}) / (\text{Power incident pada input})$
2. $|S_{22}|^2 = (\text{Daya yang terefleksi dari input}) / (\text{Power incident pada output})$
3. $|S_{21}|^2 = (\text{Daya yang terkirim ke beban}) / (\text{Daya yang tersedia pada sumber})$
4. $|S_{12}|^2 = \text{Reverse transconductance power gain}$ dengan beban dan sumber Z_0

2.1.3 Quality Factor

Quality Factor (Q) adalah sebuah parameter yang mendeskripsikan tingkat *energy loss* pada sebuah induktor, kapasitor, ataupun secara keseluruhan

pada rangkaian RLC. Dengan kata lain, besarnya Q menunjukkan seberapa *lossy* sebuah komponen akibat dari nilai resistansi parasitic pada komponen tersebut. Untuk merancang sebuah rangkaian dengan tingkat *loss* yang kecil, komponen-komponen dalam rangkaian harus memiliki nilai Q yang besar. Selain itu, Faktor Q juga berhubungan langsung dengan *bandwidth*. Semakin besar nilai Q maka *bandwidth* yang dihasilkan juga akan semakin kecil. Nilai Q dapat dinyatakan oleh:

$$Q_{RLC} = \omega \frac{E_{tot}}{P_{avg}} \quad (2.14)$$

$$BW = \frac{\omega_0}{Q_{RLC}} \quad (2.15)$$

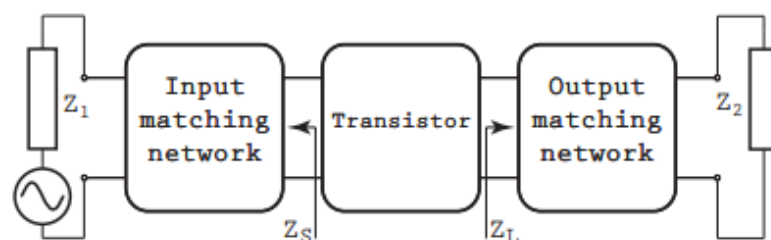
$$Q_L = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R} \quad (2.16)$$

$$Q_C = \frac{|X_C|}{R} = \frac{1}{\omega CR} \quad (2.17)$$

dengan Q_{RLC} adalah *quality factor* dari rangkaian RLC, BW adalah lebar pita frekuensi, ω frekuensi tengah dalam radian, Q_L , dan Q_C masing-masing merepresentasikan *quality factor* pada komponen L dan C.

2.1.4 Transformasi Impedansi

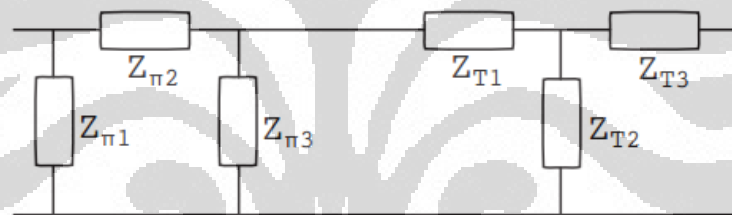
Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, *matching impedance* dibutuhkan untuk memaksimalkan transfer daya dari *source* ke *load*. Gambar 2.4 menunjukkan ilustrasi dari sebuah rangkaian penguat. Rangkaian dikatakan *matching* apabila Z_s *matching* terhadap Z_L yang juga *matching* terhadap Z_2 . Dengan kata lain, Z_1 dan Z_2 harus *matching* terhadap input dan impedansi output dari transistor yang digunakan sebagai penguat.



Gambar 2.4 Rangkain *matching network* pada LNA

Keadaan *matching* tersebut dapat dicapai apabila komponen-komponen reaktif dalam rangkaian *impedance matching* saling menghilangkan satu sama lain. Secara umum ada tiga cara untuk mencapai keadaan *matching* dengan menggunakan komponen pasif. Cara pertama adalah dengan konsep *L-match*.

Rangkaian ini sangat sederhana, tetapi sedikit sulit untuk dimodifikasi karena derajat kebebasan modifikasinya hanya dua. Untuk menambah derajat kebebasan rangkaian, dapat digunakan bentuk kedua dan ketiga yaitu π -*match* dan *T-match*. Kedua bentuk ini juga memberikan keuntungan lain yaitu dapat menyerap *parasitic reactance* yang muncul pada *source* dan *load*. *T-match* akan menyerap *parasitic inductance* sedangkan π -*match* dapat mengurangi efek dari *parasitic conductance*. π -*match* dan *T-match* saat ini juga lebih sering digunakan karena memiliki faktor *Q* yang lebih besar dibanding bentuk *L-match*. Gambar 2.5 menunjukkan rangkaian π -*match* dan *T-match*.

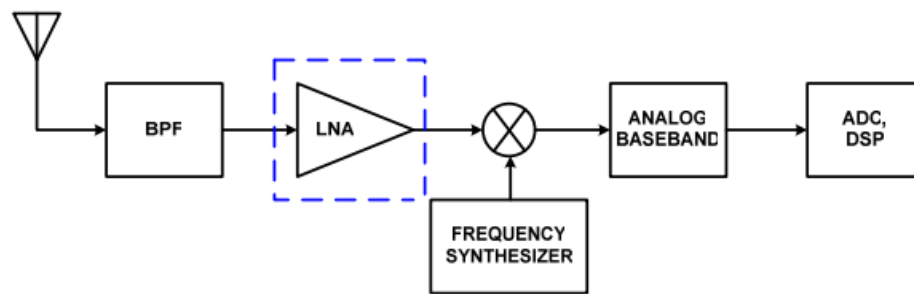


Gambar 2.5 Rangkaian *matching* π dan T

Selain menggunakan ketiga rangkaian *matching* yang telah dijelaskan, kondisi transfer daya maksimum juga dapat dicapai dengan menjadikan sebuah BPF dengan *port impedance* yang sama dengan impedansi transistor sebagai *matching network*. Penggunaan BPF menggantikan rangkaian *matching* ini menjadi salah satu tujuan utama dari pembuatan tugas akhir ini.

2.2 Spesifikasi Receiver

Sebuah *receiver RF* biasanya terdiri dari sebuah LNA, *mixer* untuk *down conversion*, *local oscillator*, beberapa buah filter, dan pengubah sinyal analog menjadi sinyal digital (ADC). Gambar 2.6 menunjukkan diagram blok sebuah *receiver*. Tahapan pertama yang dilalui sinyal setelah masuk melalui antena dan melewati filter adalah LNA.



Gambar 2.6 Diagram blok sebuah *receiver*

Setiap tahapan pada *receiver* akan menambah *noise* pada sinyal, sehingga bila sinyal yang masuk terlalu kecil, maka sinyal tersebut akan hilang tertutupi oleh *noise*. Karena itu LNA harus bisa memberikan penguatan yang cukup untuk menanggulangi *noise* yang akan muncul pada tahapan berikutnya. Selain menguatkan dengan hanya menambah sangat sedikit *noise*, sebuah LNA juga harus cukup linear untuk menghindari interferensi tanpa menimbulkan efek *intermodulation distortion*. Setelah melewati LNA, sinyal diproses oleh *mixer* yang mengonversi sinyal RF menjadi sinyal IF.

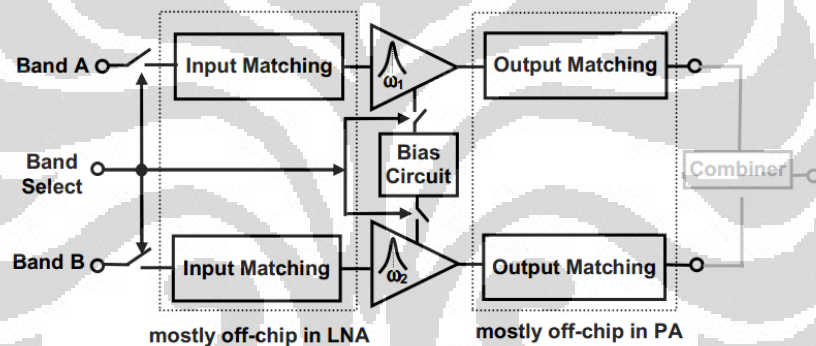
Kinerja dari sebuah *receiver* bergantung pada desain sistem, desain sirkuit, dan lingkungan. Level *noise* yang dapat diterima tergantung pada tujuan *receiver* tersebut dibuat. Namun agar sinyal yang dihasilkan dapat digunakan, maka *signal power* harus lebih besar daripada *noise power* dengan jumlah yang biasanya diwakilkan oleh parameter *signal to noise ratio* (SNR).

Beberapa hal penting yang harus diperhatikan ketika merancang sebuah *receiver* antara lain:

- Sensitivitas. Sebuah *receiver* harus mampu menangkap sinyal yang lemah yang telah dispesifikasikan pada batas minimum SNR untuk *analog front-end* dan berkaitan juga dengan *bit error rate* (BER) pada domain digital.
- Selektivitas, yaitu kemampuan *receiver* memilih dan menolak sinyal yang kanal frekuensinya dekat dengan kanal frekuensi sinyal yang dikehendaki.
- *Blocker immunity, intermodulation rejection*.
- Konsumsi daya *receiver* harus kecil. Jika terlalu besar, maka ketiga poin di atas tidak akan bisa dicapai.

2.3 Concurrent Multi-Band LNA

Sebelum teknologi *concurrent multi-band* menjadi sangat populer dalam penelitian perangkat RF, *multi-band* LNA dihasilkan dari kombinasi beberapa amplifier yang bekerja di frekuensi tertentu secara terpisah. Pada jenis LNA tersebut, ukuran transistor, jenis bias, dan rangkaian *input/ output matching* dirancang secara independen. Setelah itu, untuk memindahkan frekuensi kerja dari satu frekuensi ke frekuensi lain, digunakan *switch*. Misalnya untuk menghasilkan *triple-band* LNA, maka harus dirancang tiga *single-band* LNA kemudian ketiganya digabungkan secara parallel [32-33]. Penggunaan metode ini selain menambah ukuran LNA menjadi lebih besar, juga akan menambah kebutuhan daya menjadi tiga kali lipat. Gambar 2.7 menunjukkan diagram blok sebuah LNA dengan *switch*.



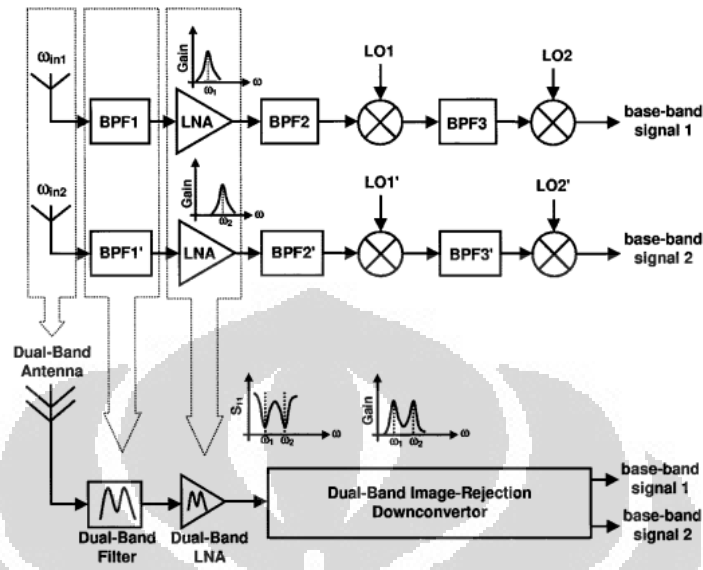
Gambar 2.7 Diagram blok LNA dengan *switch*

Multi-band response juga dapat dihasilkan dengan merancang LNA dengan frekuensi kerja yang luas (*wideband*) [34]. Tetapi dengan menggunakan metode ini, terdapat kemungkinan dimana sinyal yang tidak diinginkan ikut dikuatkan dan menurunkan sensitivitas LNA.

Concurrent LNA sendiri dicapai dengan menghilangkan kebutuhan penggunaan *switch* dan hanya membutuhkan satu bias yang dapat bekerja sekaligus pada semua frekuensi rancangan. Perancangan *concurrent* LNA selain memperkecil ukuran LNA juga membuat LNA menjadi lebih efisien dalam hal kebutuhan dayanya.

Gambar 2.8 mengilustrasikan transformasi dua buah *singleband* LNA menjadi sebuah *multiband* LNA. Untuk dapat bekerja pada lebih dari satu

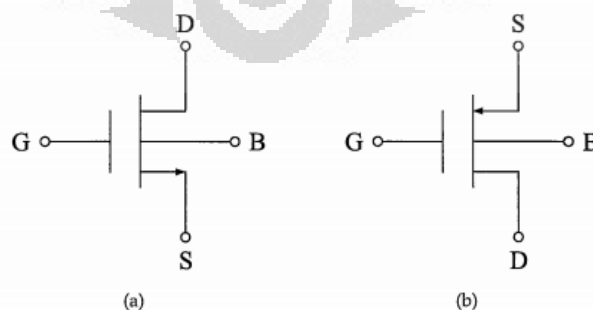
frekuensi, sebuah LNA menggunakan rangkaian resonator untuk mendapatkan respon frekuensi tertentu.



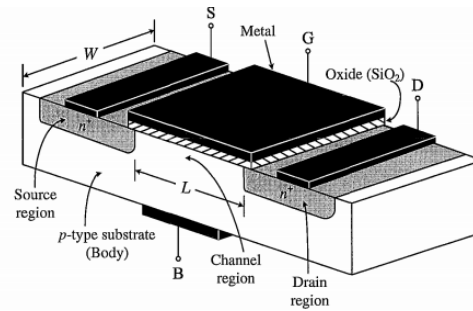
Gambar 2.8 Ilustrasi penggabungan dua LNA menjadi sebuah *concurrent* LNA

2.4 Teknologi CMOS

Complimentary metal oxide semiconductor (CMOS) pertama kali diperkenalkan pada pertengahan tahun 60-an. Biaya fabrikasi yang murah dan mudahnya modifikasi beberapa karakteristik CMOS sesuai dengan kebutuhan menjadi alasan teknologi ini terus berkembang khususnya dalam riset tentang *Integrated Circuit*. Salah satu perangkat yang bekerja dengan teknologi CMOS adalah *metal oxide semiconductor field effect transistor* (MOSFET). Seperti pada gambar 2.9, sebuah MOSFET terdiri dari empat terminal, yaitu *gate*(G), *source*(S), *drain*(D), dan *substrate/body*(B).



Gambar 2.9 (a) Simbol rangkaian MOSFET kanal n (NMOS) (b) Simbol rangkaian MOSFET kanal p (PPMOS)



Gambar 2.10 Struktur fisik NMOS transistor

Threshold voltage adalah suatu kondisi dimana nilai tegangan antara *gate* dan *source* (V_{GS}) membuat sejumlah *electron* bergerak terinduksi dan membentuk area yang disebut *channel region*. Tegangan *threshold* ini biasanya diidentikkan dengan batas dimana MOSFET mulai dapat bekerja. Terdapat tiga keadaan yang dialami MOSFET (NMOS) berkaitan dengan tegangan *threshold* dan V_{GS} , yaitu:

- NMOS berada pada *cutoff region* ketika $V_{GS} < V_t$ karena tidak ada arus yang mengalir.
- Ketika $V_{GS} \geq V_t$ dan $V_{DS} < V_{GS} - V_t$, NMOS berada pada *triode region*. Pada kondisi ini, arus yang mengalir dari *drain* ke *source* dapat dihitung dengan:

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (2.18)$$

Dimana μ_n adalah mobilitas *electron* pada kanal n, dan $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$ adalah *oxide capacitance*, dimana $\epsilon_{ox} = 3.9\epsilon_0$ dan ϵ_0 adalah permitivitas ruang hampa. Arus I_D masuk kedalam terminal *drain* dan keluar melalui *source*.

- Ketika $V_{GS} \geq V_t$ dan $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$ NMOS berada pada kondisi saturasi. MOSFET harus dicatu agar menjaga nilai V_{GS} yang tetap untuk mendapatkan arus DC I_D . Arus yang mengalir dapat dihitung dengan persamaan sebagai berikut:

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \quad (2.19)$$

Ketika MOSFET dicatu, sumber tegangan akan memberikan transkonduktansi g_m yaitu:

$$g_m \equiv \frac{i_d}{v_{GS}} = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \quad (2.20)$$

dimana k_n' adalah parameter transkonduktansi dengan $k_n' = \mu_n C_{ox}$, dengan g_m sebanding dengan kemiringan garis perbandingan i_D terhadap V_{GS} pada *bias point*:

$$g_m \equiv \frac{\partial i_d}{\partial v_{GS}} \quad (2.21)$$

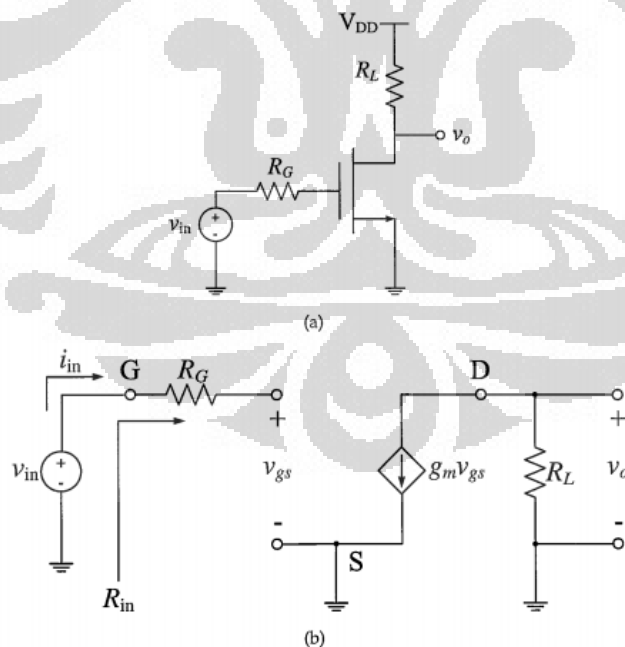
Small signal equivalent circuit pada Gambar 2.12 dapat digunakan untuk menganalisa MOSFET. Rangkaian equivalen dari rangkaian 2.12(a) adalah 2.12(b) sehingga:

$$v_o = -g_m v_{gs} R_L \quad (2.22)$$

Diketahui bahwa $v_{gs} = v_{in}$, sehingga penguatan tegangan dapat dihitung sebagai berikut:

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m R_L \quad (2.23)$$

Pendekatan matematis ini juga dapat diaplikasikan pada rangkaian yang lebih rumit dengan lebih banyak resistor, kapasitor, ataupun induktor.



Gambar 2.11 (a) Rangkaian *amplifier* (b) *Small-signal equivalent circuit model*

2.5 Karakterisasi LNA

Low Noise Amplifier adalah perangkat terdepan pada sebuah *receiver*, karena itu LNA harus memenuhi beberapa spesifikasi agar sinyal yang diteruskan memiliki kualitas yang baik. Sinyal yang datang dari antena biasanya memiliki tingkat daya yang kecil yaitu sebesar -100 dBm (3.2 Volt) hingga -70 dBm (0.1 Volt), karena itu itu sinyal tersebut harus dikuatkan sebelum diteruskan ke mixer. Karena sinyal harus dikuatkan, maka LNA harus memiliki penguatan yang cukup tinggi dengan nilai noise tambahan dari rangkaian kecil. Selain itu, sinyal yang dihasilkan oleh LNA harus memiliki nilai *Signal to Ratio* (SNR) tertentu agar sinyal dapat terdeteksi dengan baik. Untuk perangkat *portable* dan bergerak, seperti LNA yang diajukan pada skripsi ini, LNA harus memiliki tingkat konsumsi daya yang rendah. Untuk memenuhi spesifikasi tersebut, maka dalam perancangan LNA terdapat karakteristik-karakteristik yang harus dicapai.

2.5.1 Kinerja *Noise* dan Sensitifitas LNA

Kinerja *noise* pada sebuah penguat RF merepresentasikan *noise factor* dan NF-nya. *Noise factor* berkontribusi dalam penurunan nilai SNR pada terminal *input* dan *output*. *Noise factor* merepresentasikan kualitas sinyal sebelum dan setelah masuk ke dalam rangkaian penguat. Secara matematis *noise factor* (F) dapat dihitung sebagai:

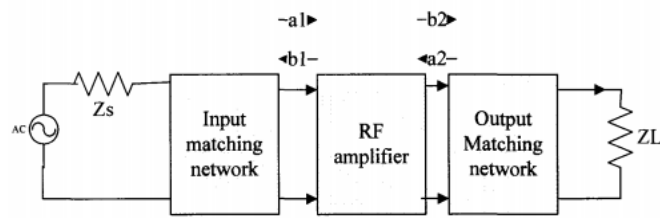
$$F = \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) \quad (2.24)$$

Sedangkan NF dihitung dengan:

$$NF = 10 \log F \quad (2.25)$$

2.5.2 Penguatan LNA

Transistor RF dan rangkaian *matching* adalah dua hal paling utama yang menentukan besarnya penguatan sebuah rangkaian penguat. Karakter sebuah *amplifier* dikarakterisasikan dengan S-parameter yang diilustrasikan pada diagram blok seperti pada Gambar 2.12.



Gambar 2.12 Diagram Blok *Single Stage Rf Amplifier*

Dengan Γ_L sebagai koefisien refleksi pada *load* dan Γ_S adalah koefisien refleksi *source* maka koefisien refleksi Γ_{in} dan Γ_{out} dari rangkaian dua port dapat dihitung secara matematis sebagai:

$$\Gamma_{in} = \left(\frac{b_1}{a_1}\right) = S_{11} + \left(\frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_S}\right) \quad (2.26)$$

$$\Gamma_{out} = \left(\frac{b_2}{a_2}\right) = S_{22} + \left(\frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_L}\right) \quad (2.27)$$

dimana,

$$\Gamma_L = (Z_S - Z_0) / (Z_S + Z_0) \quad (2.28)$$

$$\Gamma_S = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0) \quad (2.29)$$

Ketika input dan output dapat *matching* dengan Γ_{in} dan Γ_{out} , maka *amplifier* tersebut akan memiliki faktor transfer daya yang maksimum. Ada beberapa jenis penguatan pada sebuah *amplifier* diantaranya penguatan daya (*Power Gain*) dan penguatan tegangan (*Voltage Gain*). *Power Gain* (G) menunjukkan penguatan daya oleh sebuah *amplifier* yaitu:

$$\text{Power Gain} = \frac{\text{Power pada output}}{\text{Power pada input}} \quad (2.30)$$

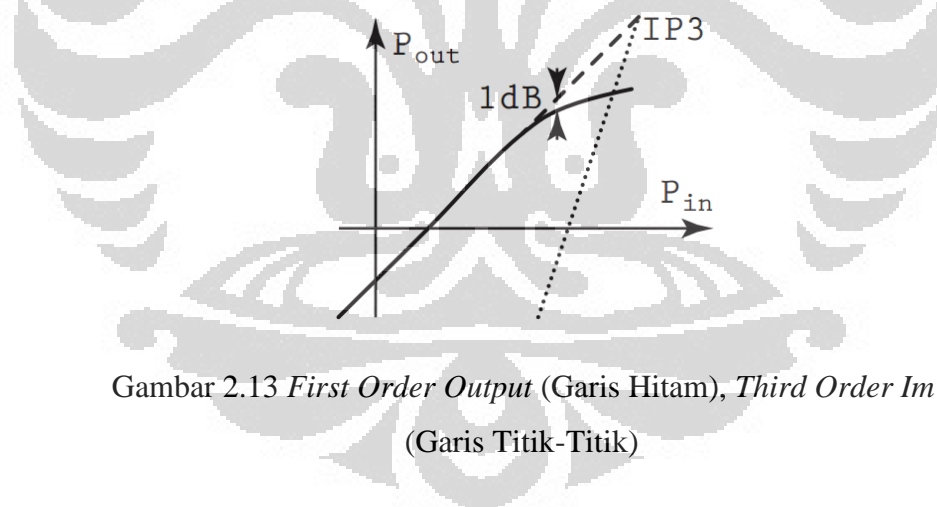
Voltage gain (A_v) adalah peningkatan tegangan pada terminal *output* dibandingkan tegangan yang ada pada terminal *input*. Secara matematis, A_v dapat dinyatakan oleh:

$$A_v = \left(\frac{V_2}{V_1}\right) = [S_{21}(1 + \Gamma_L)] / [(1 - S_{22}\Gamma_L)(1 + \Gamma_{in})] \quad (2.31)$$

2.5.3 Linearitas LNA

Pada dasarnya, RF amplifier adalah sebuah sistem yang tidak linear. Ketika sinyal masukan relatif kecil, maka rangkaian dapat dianggap linear. Tetapi pada kondisi dimana sinyal masukan memiliki level daya yang relatif tinggi, titik operasi dinamis dari rangkaian penguat akan berubah dan menjadi sebuah fungsi tidak linear yang sangat berpengaruh pada karakteristik level sinyal yang dihasilkan. Karena itu, sebuah LNA harusnya dicek terlebih dahulu dengan sinyal masukan berlevel tinggi. Pada kondisi lain, meskipun sinyal yang masuk berlevel rendah, ketidaklinearan sistem masih bisa muncul akibat pengaruh dari sinyal gangguan yang mungkin datang bersama sinyal masuk.

Terdapat dua parameter yang dapat digunakan untuk mengukur kelinearitasan yaitu *third order intercept* (IP3) dan *1-dB compression point* (P_{1dB}). IP3 menunjukkan posisi dimana level daya dari *third-order intermodulation* bernilai sama dengan daya yang dikeluarkan oleh *first-order output*. IP3 dapat diukur melalui input (IIP3) dan juga output (OIP3).

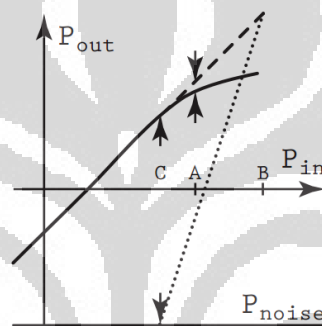


Gambar 2.13 *First Order Output* (Garis Hitam), *Third Order Im Product* (Garis Titik-Titik)

Ilustrasi IP3 dan P_{1dB} ditunjukkan oleh gambar 2.14. P_{1dB} menunjukkan posisi dimana level daya mengalami penurunan sebesar 1 dB sebagai akibat dari ketidaklinearan rangkaian.. Hubungan antara P_{1dB} dan IP3 terlihat pada persamaan 2.32.

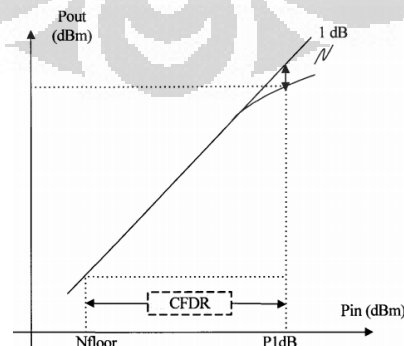
$$IP3 = P_{1dB} + 10dB \quad (2.32)$$

Kedua parameter ini digunakan untuk menentukan batas atas dari distorsi input power yang dapat ditoleransi sekaligus meletakkan noise figure pada batas terendah. Perbandingan dari P_{1dB} dan $IIP3$ menentukan *dynamic range* dari amplifier. Dynamic range dapat didefinisikan sebagai perbandingan nilai maximum dan minimum input level dimana rangkaian dapat beroperasi dengan tingkat distorsi yang wajar dan kualitas sinyal keluar yang juga baik. *Dynamic range* dapat dikategorikan menjadi dua, yaitu *spurious free dynamic range* (SFDR) dan *compression free dynamic range* (CFDR). Gambar 2.14 menunjukkan hubungan P_{1dB} , $IIP3$, dan SFDR.



Gambar 2.14 P_{1dB} (A), $IIP3$ (B), dan SFDR (C)

SFDR dapat diamati melalui gambar 2.14. SFDR dalam LNA biasanya dihubungkan dengan jarak terbesar yang mungkin antara output *power* dan daya dari *third-order intermodulation* yang terjadi pada titik daya sinyal telah melewati *noise floor*. Gambar 2.16 menunjukkan CFDR, yaitu perbedaan (dalam dB) antara kompresi 1-dB dari input dengan *noise floor*.



Gambar 2.15 *Compression Free Dynamic Range*

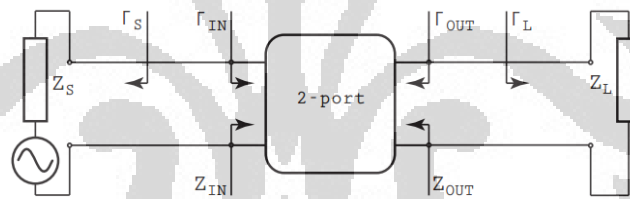
2.5.4 Stabilitas LNA

Pada sebuah rangkaian 2-port, seperti pada Gambar 2.16, osilasi mungkin terjadi jika terjadi terminasi pada *source* ataupun *load* yang mengakibatkan impedansi pada *input* dan *output* bernilai riil yang negatif. Ada tiga hal yang menyebabkan terminasi tersebut terjadi yaitu: *internal feedback*, *external feedback*, dan penguatan yang terlalu besar pada frekuensi yang tidak diinginkan. Untuk mencegah terjadinya hal ini, maka dapat dilakukan penyaringan (*filtering*) dan *resistive loading* untuk melemahkan gain pada frekuensi yang tidak diinginkan. Tingkat kestabilan sebuah LNA (K) dapat dihitung dengan:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{11}|} > 1, \quad (2.33)$$

dimana

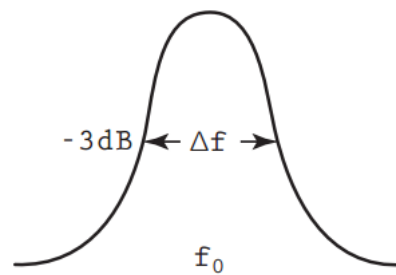
$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.34)$$



Gambar 2.16 Ilustrasi rangkaian dua *port* untuk menghitung kestabilan

2.5.5 Frekuensi Tengah dan *Bandwidth*

Karena LNA dirancang untuk bekerja pada frekuensi tertentu, maka penting untuk merancang *bandwidth* dan frekuensi tengah yang sesuai dengan frekuensi tujuan perancangan. *Bandwidth* (Δf) dapat ditentukan melalui fungsi transfer dari LNA, atau dengan mudah yaitu lebar antar titik-titik frekuensi diantara frekuensi tengah (f_0) dimana yang memiliki *power gain* setengah dari *power gain* pada frekuensi tengah. Berdasarkan besar *bandwidth* operasinya, LNA dapat dikategorikan menjadi dua yaitu *narrowband* LNA dan *wideband* LNA. Pada perancangan LNA ini, akan dibuat sebuah LNA yang dapat bekerja pada empat frekuensi berbeda dengan *bandwidth* kecil (*narrowband*). Gambar 2.17 menunjukkan ilustrasi dari *bandwidth*,

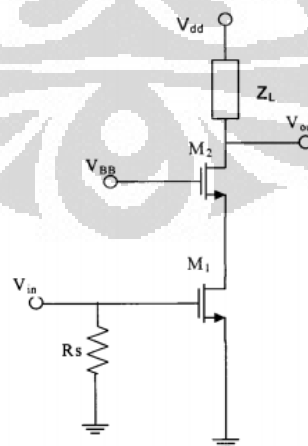


Gambar 2.17 Ilustrasi Frekuensi Tengah Dan *Bandwidth*

2.6 Topologi LNA

LNA biasanya menggunakan satu atau dua transistor untuk mendapatkan nilai penguatan yang cukup besar dengan *noise* yang kecil. Untuk bekerja secara efektif pada frekuensi kerja yang dirancang, sebuah LNA biasanya memiliki *input matching* untuk memaksimalkan transfer daya dari perangkat sebelum LNA (antena) dan juga *output matching* untuk memaksimalkan transfer daya ke perangkat setelahnya (*mixer*). Untuk mencapai tujuan perancangan seperti *gain*, *return loss*, *noise figure*, dan parameter-parameter lainnya, maka topologi LNA harus dipilih sesuai dengan target yang ingin dicapai.

Gambar 2.18 menunjukkan tipe topologi *resistive terminated*. Pada jenis topologi ini, *matching* dilakukan dengan meletakkan sebuah transistor ($R_s = 50\Omega$) secara paralel dengan *gate* dari transistor M1. Dengan metode ini, *matching* dengan mudah dapat terjadi, tetapi *noise figure* yang dihasilkan cukup besar.



Gambar 2.18 *Resistive terminated* LNA

NF pada *resistive terminated* LNA dapat dihitung dengan:

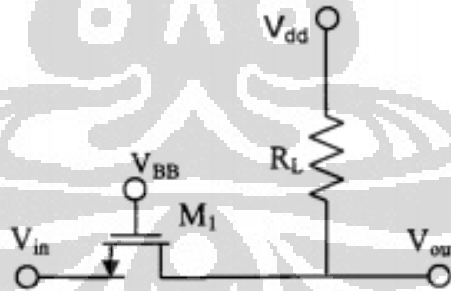
$$F \geq 2 + \left(\frac{4\gamma}{\alpha g_m R_s} \right) \quad (2.35)$$

Dimana $\alpha = g_m/g_{do}$, g_{do} adalah konduktansi antara *drain* dan *source* dari transistor, dan γ adalah konstanta dengan nilai 0,66. Karena nilai $\frac{\gamma}{\alpha g_m R_s}$ akan selalu lebih besar dari 1, maka *noise figure* dari LNA dengan topologi seperti ini akan selalu lebih besar dari 6.

Jenis topologi kedua adalah *Common Gate* LNA seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.19 . NF pada rancangan ini dapat diukur oleh:

$$F \geq 1 + \left(\frac{\gamma}{\alpha} \right) \quad (2.36)$$

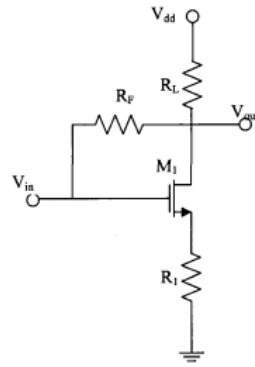
NF paling kecil dari *Common Gate* LNA adalah sebesar 2.2 dB yaitu ketika transistor yang digunakan berkanal panjang dan 4.8 dB pada LNA dengan transistor yang berkanal pendek [35]. Arus yang mengalir pada *gate* berkontribusi terhadap *noise* yang dihasilkan meskipun nilainya tidak lebih besar dari kontribusi *noise* yang dihasilkan pada *drain* transistor.



Gambar 2.19 *Common gate* LNA

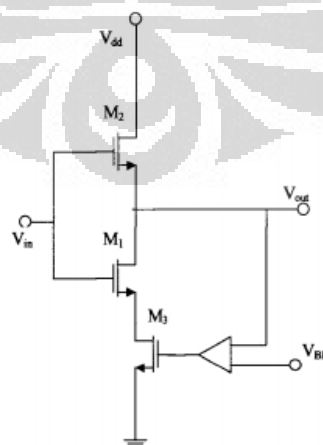
Shunt series feedback LNA, seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 2.20, memanfaatkan *negative shunt feedback* sebagai impedansi masukan dari *common source stage*. Misalkan A adalah penguatan tegangan, maka nilai impedansi masukannya dapat dihitung dengan:

$$Z_{in} = R_f / (1 + A) \quad (2.37)$$

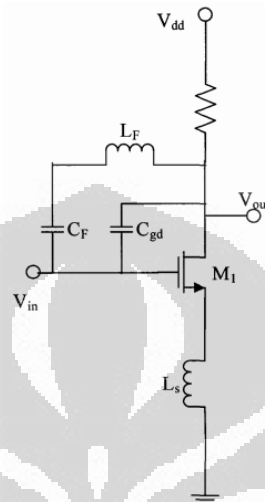
Gambar 2.20 *Shunt Series Feedback LNA*

NF yang dihasilkan dari struktur ini lebih kecil dibandingkan dengan *resistively terminated LNA*. *Gate* transistor merupakan sumber *noise* terbesar karena arus yang mengalir pada *gate* melewati impedansi yang besar akibat resonansi dari *input matching*. Untuk mengatasi hal tersebut, faktor *Q* dari *input matching* harus dikurangi.

LNA yang dirancang menggunakan teknologi CMOS sebagai transistor, biasanya akan memiliki *gain* yang relative kecil karena nilai transkonduktansi dari CMOS kecil. Penggunaan teknik *current reuse*, seperti pada Gambar 2.21, pada perancangan LNA dapat meningkatkan penguatan LNA sebanyak dua kali. Kekurangan LNA jenis ini adalah impedansi yang tinggi pada input dan output LNA yang menyebabkan LNA harus dipasangkan dengan rangkaian *matching* yang terpisah.

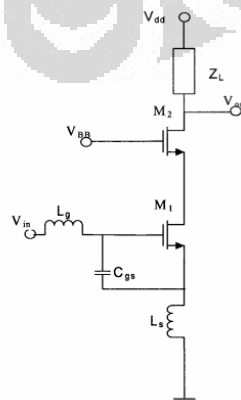
Gambar 2.21 *Current reuse LNA*

Teknik netralisasi C_{gd} seperti pada gambar 2.22 menggunakan induktor L_F yang disusun paralel dengan kapasitor C_F untuk meminimalkan efek dari C_{gd} . Tetapi LNA jenis ini memiliki kelemahan dalam hal stabilitasnya yang diakibatkan oleh feedback rangkaian.



Gambar 2.22 C_{gd} neutralization LNA

Gambar 2.23 merupakan skema dari *inductive source degeneration* LNA yang juga merupakan topologi yang digunakan pada skripsi ini. Transistor M1 disusun dengan konfigurasi *common source* dan M2 disusun dalam konfigurasi *common gate*. Susunan M1 dan M2 menghasilkan impedansi masukan yang besar yang dapat menaikkan *gain* LNA. L_s adalah *degeneration inductor* yang dapat memberikan kestabilan tambahan pada LNA, dapat berfungsi sebagai *negative feedback*, dan juga memberikan keleluasaan lebih untuk merancang *input matching*.



Gambar 2.23 *Inductive source degeneration* LNA

Tabel 2.1 menunjukkan perbandingan antara enam jenis topologi yang populer dipakai dalam perancangan LNA. Dari tabel ini dapat disimpulkan bahwa jenis topologi *inductive degeneration* adalah yang paling cocok untuk perancangan *quadband concurrent* LNA yang masing-masing frekuensinya memiliki bandwidth yang tidak terlalu besar. Keberadaan induktor L_s juga menambah tingkat kebebasan dalam merancang *input matching* yang dapat beresonansi sekaligus pada empat frekuensi tujuan.

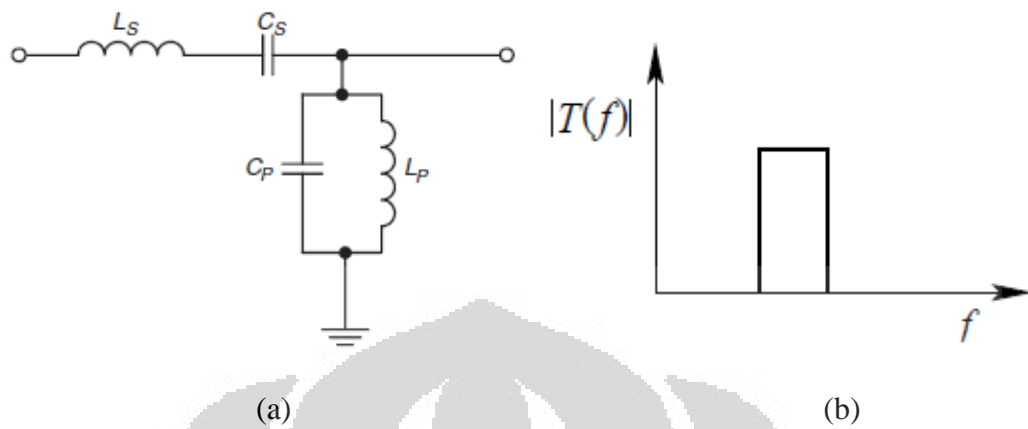
Tabel 2.1 Perbandingan keunggulan dan kelemahan berbagai topologi LNA

Jenis Topologi	Keunggulan	Kelemahan
Resistive Termination	<i>Input matching</i> mudah disesuaikan	NF besar
Common Gate	Menghasilkan <i>input matching</i> yang sangat baik.	NF sangat besar dan membutuhkan daya yang besar
Series Shunt Feedback	Sangat cocok digunakan pada <i>broadband</i> LNA	Tingkat kestabilan rendah
Inductive Degeneration	Sangat baik untuk digunakan pada <i>narrow band</i> LNA; NF rendah	<i>Die area</i> besar akibat penggunaan induktor
Current Reuse	Dapat menghasilkan faktor penguatan yang besar dengan daya yang kecil	Untuk <i>matching</i> -kan frekuensi dibutuhkan rangkaian tambahan
Inductor neutralization	Nilai S_{22} (reverse isolation) baik.	<i>Die area</i> luas dan tingkat kestabilan buruk

2.7 Multiband Band Pass Filter

Band Pass Filter (BPF) adalah rangkaian yang mampu melewatkan sebuah atau lebih rentang frekuensi dan meredam frekuensi di luar rentang tersebut. BPF adalah gabungan dari *low pass filter* dan *high pass filter*. *Bandwidth* sebuah BPF dapat ditentukan dengan menghitung selisih antara frekuensi *cutoff*

atas dan frekuensi *cutoff* bawah. Gambar 2.24 menunjukkan rangkaian sederhana dari sebuah BPF dan respon ideal yang dihasilkan.



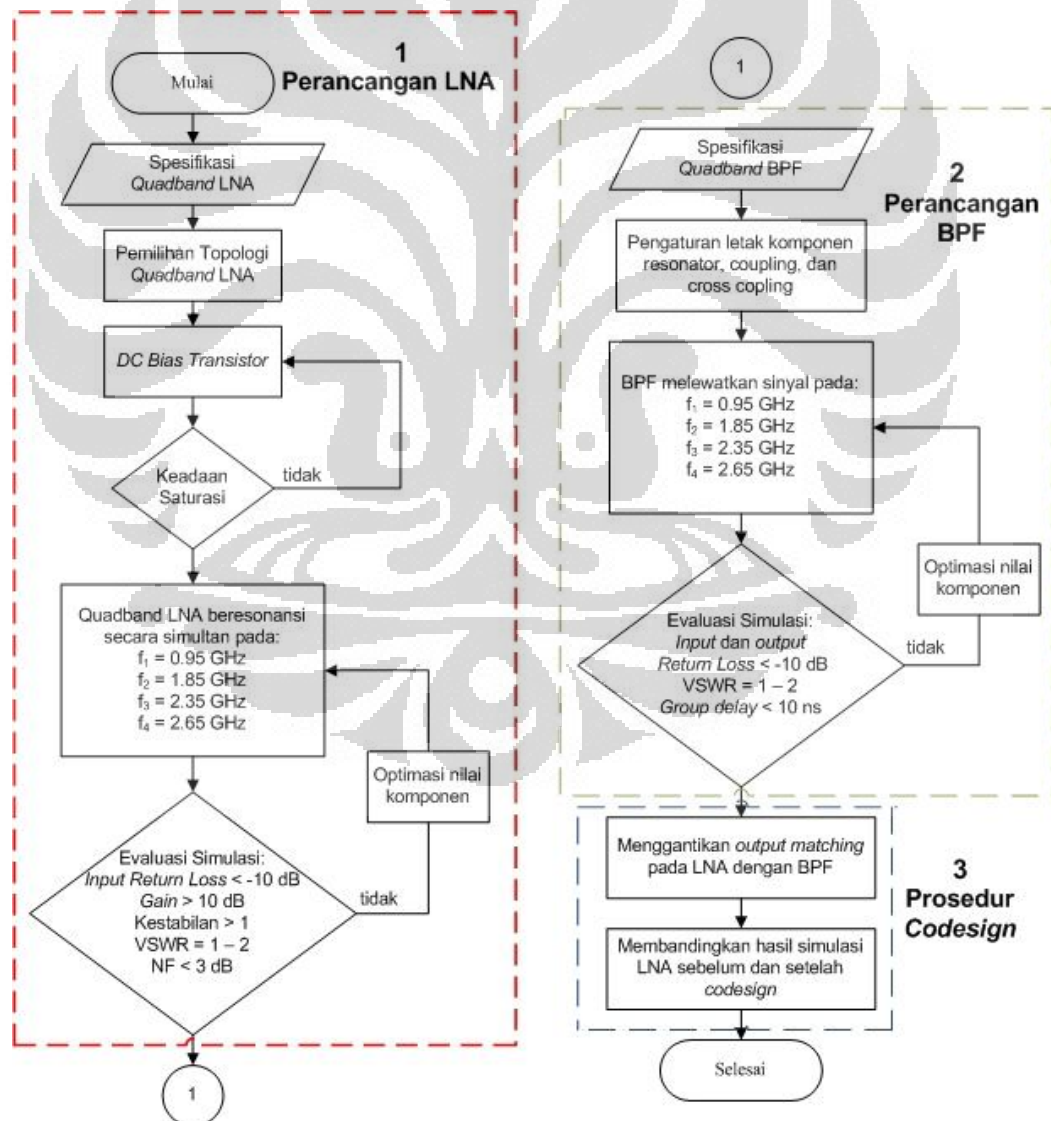
Gambar 2.24 (a) Rangkaian BPF. (b) Respon Ideal Sebuah BPF

BAB 3

PERANCANGAN *CO-DESIGN* MULTIBAND LNA DAN BPF

3.1 Alur Perancangan

Secara umum, perancangan *co-design* LNA dan BPF ini terdiri dari tiga tahapan, yaitu perancangan sebuah LNA dengan spesifikasi yang ditentukan, perancangan sebuah BPF yang bekerja pada frekuensi kerja yang sama dengan LNA [37], dan langkah terakhir yaitu menggunakan BPF sebagai *output matching* LNA dan membandingkan perubahan dari parameter yang disimulasikan. Diagram alir perancangan ini dapat dilihat pada Gambar 3.1.



Gambar 3.1 Diagram alir perancangan *co-design* LNA dan BPF

3.2 Perancangan *Quadband* LNA

Seperti terlihat pada Gambar 3.1, perancangan LNA dimulai dengan menentukan spesifikasi LNA. LNA dirancang agar dapat bekerja pada empat frekuensi berbeda secara simultan. Untuk merealisasikan hal tersebut, LNA dirancang menggunakan topologi *source inductive degeneration* yang sangat cocok digunakan pada *narrow multiband* LNA [8-9]. Spesifikasi LNA yang dirancang dapat dilihat pada tabel 3.1 berikut.

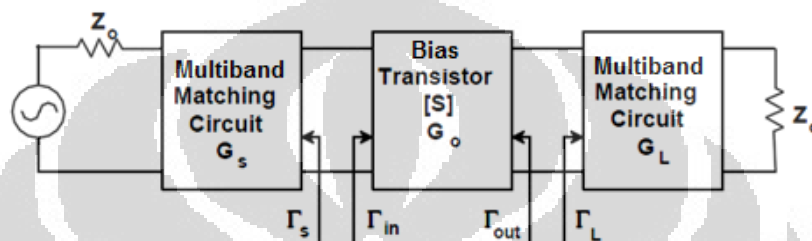
Tabel 3.1 Spesifikasi *Quadband Concurrent* LNA

Spesifikasi	Aplikasi			
	GSM	WCDMA	WIMAX	LTE
Frekuensi Tengah (GHz)	0,95	1,85	2,365	2,65
Gain (dB)	> 10	> 10	> 10	> 10
NF (dB)	< 3	< 3	< 3	< 3
Stability	> 1	> 1	> 1	> 1
Input Return Loss (dB)	< -10	< -10	< -10	< -10
VSWR	1 - 2	1 - 2	1 - 2	1 - 2
Konsumsi daya (dB)	< 20	< 20	< 20	< 20

Pada umumnya, sebuah LNA terdiri dari tiga sistem utama, yaitu sebuah rangkaian inti LNA yang terdiri dari satu atau lebih transistor yang dicatu agar menghasilkan penguatan terhadap sinyal yang masuk dan dua buah rangkaian *matching* yang diletakkan pada bagian *input* dan *output* LNA untuk memaksimalkan transfer daya antar sistem dalam sebuah receiver. Kedua rangkaian *matching* ini akan menyesuaikan impedansi pada terminal masuk dan keluar menjadi 50 Ohm. Diagram blok dari LNA ditunjukkan oleh gambar 3.2.

Pada umumnya, sebuah LNA terdiri dari tiga sistem utama, yaitu sebuah rangkaian inti LNA yang terdiri dari satu atau lebih transistor yang dicatu agar menghasilkan penguatan terhadap sinyal yang masuk dan dua buah rangkaian *matching* yang diletakkan pada bagian *input* dan *output* LNA untuk memaksimalkan transfer daya antar sistem dalam sebuah receiver. Kedua rangkaian *matching* ini akan menyesuaikan impedansi pada terminal masuk dan

keluar menjadi 50 Ohm. Diagram blok dari LNA ditunjukkan oleh Gambar 3.2. Pada umumnya, sebuah LNA terdiri dari tiga sistem utama, yaitu sebuah rangkaian inti LNA yang terdiri dari satu atau lebih transistor yang dicatu agar menghasilkan penguatan terhadap sinyal yang masuk dan dua buah rangkaian *matching* yang diletakkan pada bagian *input* dan *output* LNA untuk memaksimalkan transfer daya antar sistem dalam sebuah receiver. Kedua rangkaian *matching* ini akan menyesuaikan impedansi pada terminal masuk dan keluar menjadi 50 Ohm. Diagram blok dari LNA ditunjukkan oleh Gambar 3.2.



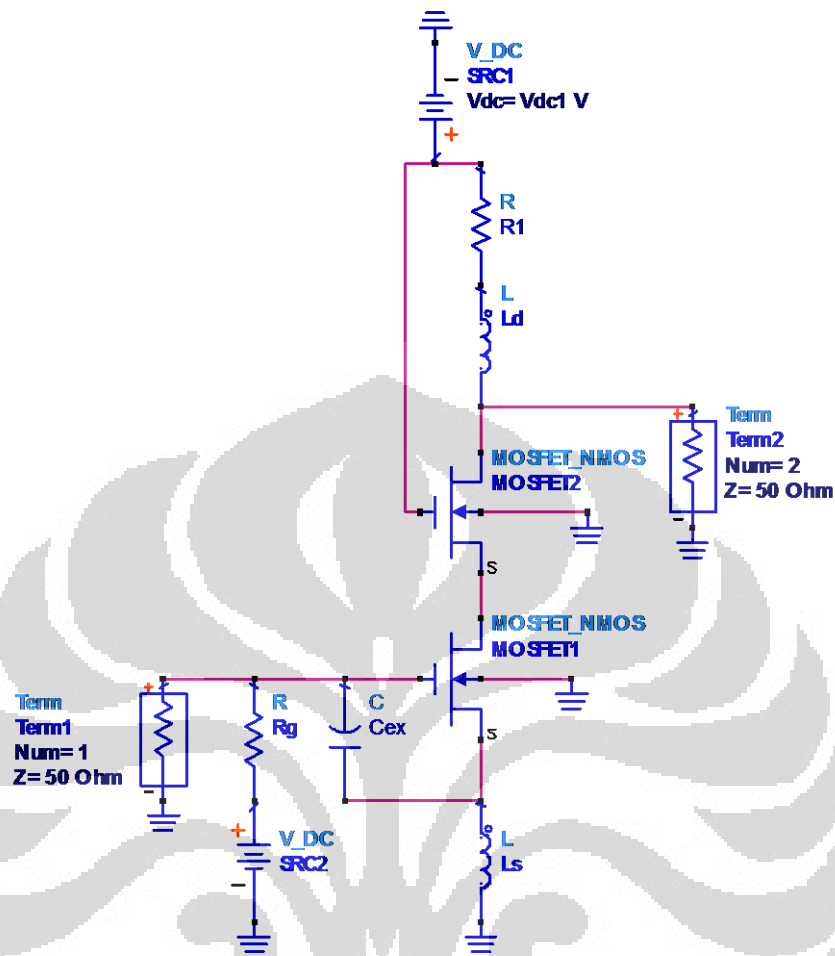
Gambar 3.2 Diagram Blok *Quadband Concurrent* LNA

Setelah rangkaian LNA dirancang, LNA disimulasikan untuk dapat mengevaluasi parameter *gain*, *input insertion loss*, *noise*, *VSWR*, dan beberapa parameter lainnya.

3.2.1 Perancangan Rangkaian Inti LNA

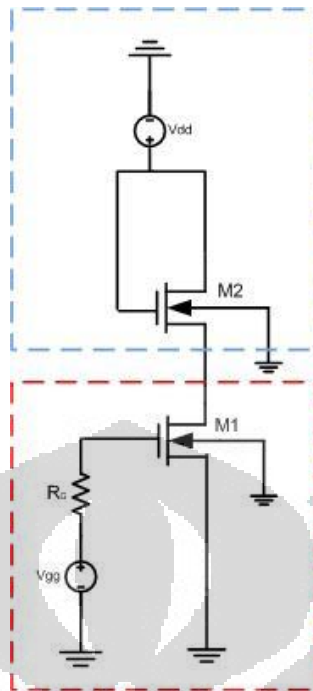
Rangkaian inti LNA berfungsi untuk menguatkan sinyal yang masuk. Topologi yang digunakan adalah *inductive source degeneration*. Dua buah transistor disusun secara *cascade* untuk meningkatkan kinerja *gain*, mengurangi *Miller's effect*, dan meningkatkan isolasi antara *source* dan *load* [9]. Rangkaian inti LNA dapat ditunjukkan oleh Gambar 3.3.

Transistor yang digunakan adalah CMOS teknologi $0.18 \mu\text{m}$. Adapun pemilihan transistor jenis ini karena CMOS memiliki linearitas yang baik, dapat bekerja pada tegangan rendah, *scaling* dimensi CMOS dapat memperbaiki kinerja transistor pada f_T yang lebih tinggi, harga transistor ini murah untuk produksi secara massal [10-11].



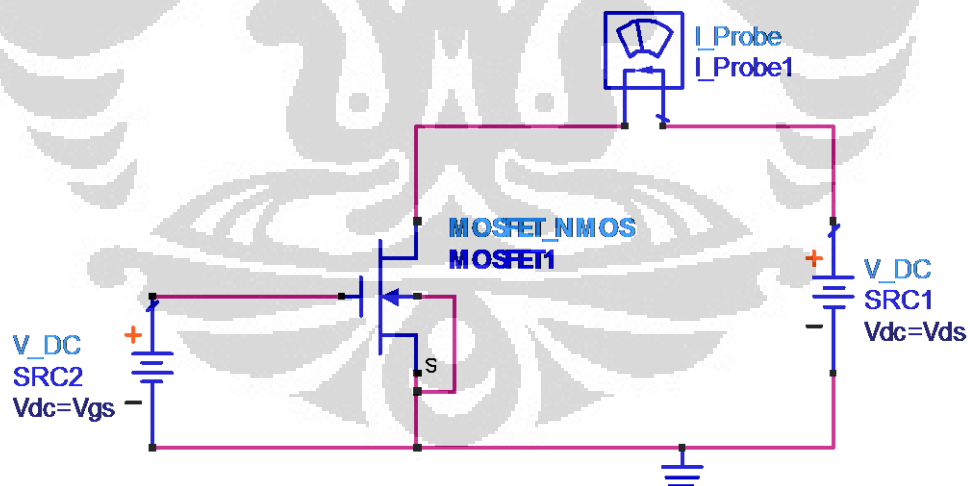
Gambar 3.3 Rangkaian inti *quadband* LNA

Pada rangkaian inti ini, kedua transistor M1 dan M2 dicatu utuk agar berada pada kondisi saturasi. Terlihat pada Gambar 3.3, terdapat sebuah resistor R_g dengan resistansi sebesar $2\text{ k}\Omega$ yang dipasang diantara transistor M1 dan sumber tegangan. Resistor ini berfungsi untuk menghalangi sinyal yang masuk agar tidak mengalir menuju *ground*. Sedangkan pada transistor M2, tidak perlu ditambahkan resistor karena tidak ada sinyal yang perlu diantisipasi.



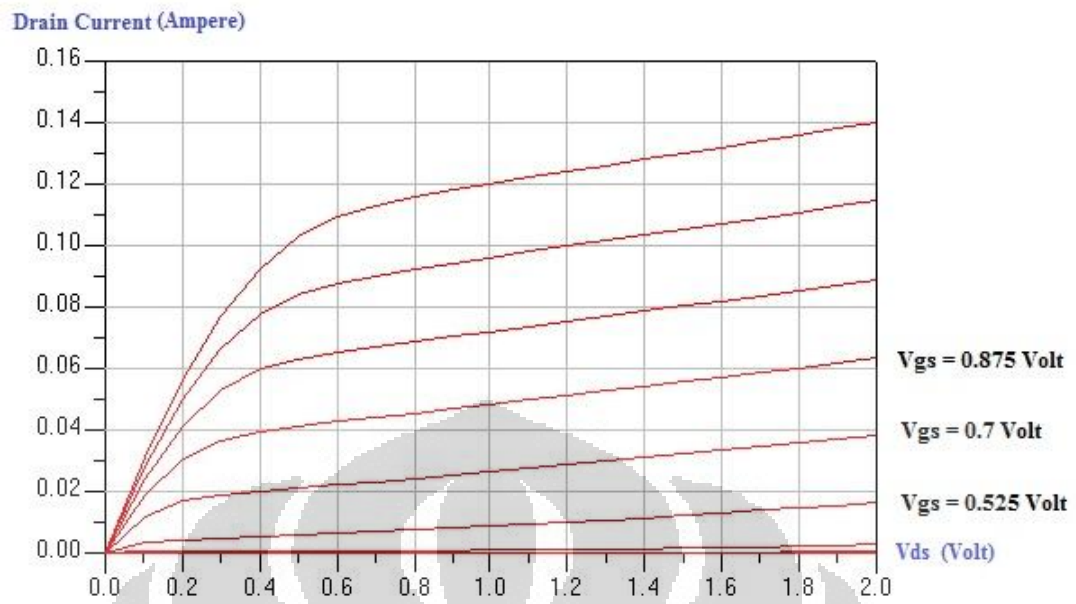
Gambar 3.4 Rangkaian bias transistor M1 dan M2

Gambar 3.5 menunjukkan rangkaian untuk mensimulasikan karakteristik dari transistor M1 dan M2.

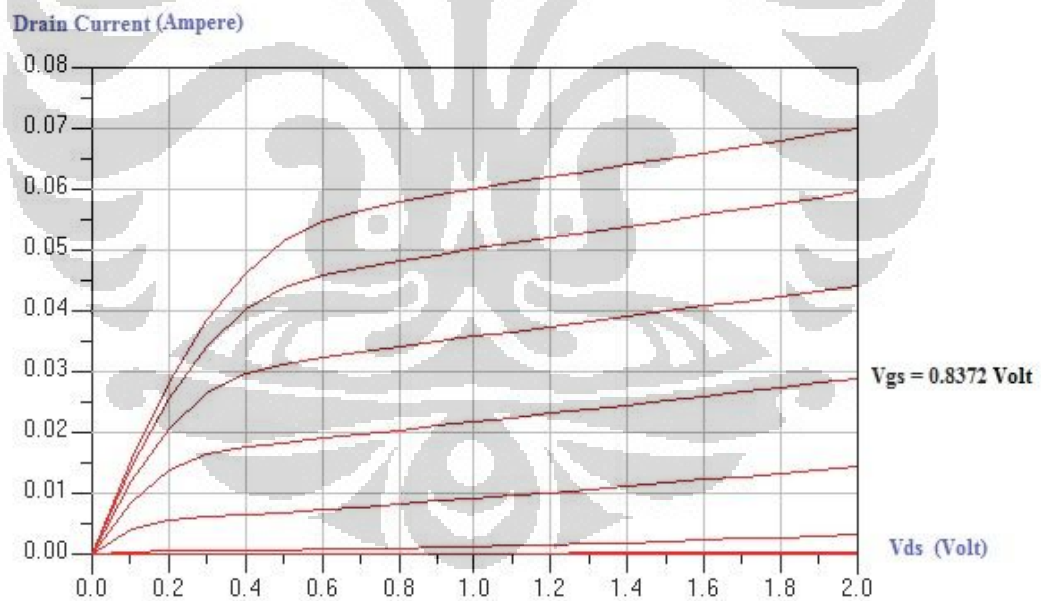


Gambar 3.5 Rangkaian simulasi karakteristik MOSFET pada ADS

Melalui simulasi pada ADS, didapat kurva karakteristik M1 dan M2 untuk menentukan titik kerja dari transistor. Gambar 3.6 menunjukkan kurva karakteristik transistor M1 dan Gambar 3.7 menunjukkan kurva karakteristik transistor M2.



Gambar 3.6 Kurva titik kerja transistor M1



Gambar 3.7 Kurva titik kerja transistor M2

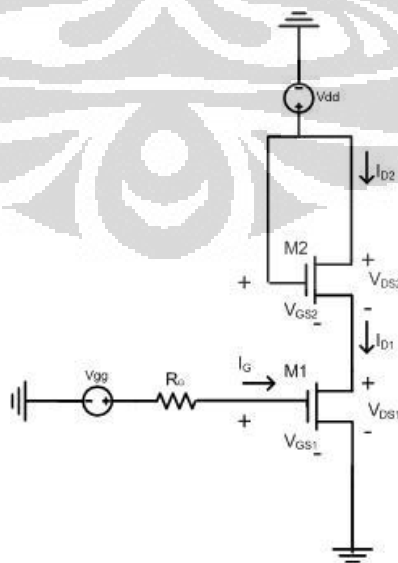
Agar berfungsi sebagai penguat maka kedua transistor harus berada dalam keadaan jenuh dengan kondisi $V_{GS} \geq V_t$ dan $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$. Melalui Tabel 3.2 berikut terlihat bahwa kedua transistor telah memenuhi kondisi jenuh.

Tabel 3.2 Nilai V_{GS} , V_t , dan V_{DS} transistor M1 dan M2

	M1	M2
V_{GS}	0.7	0.84
V_t	0.44	0.44
V_{DS}	0.26	0.84
$V_{GS} - V_t$	0.26	0.39

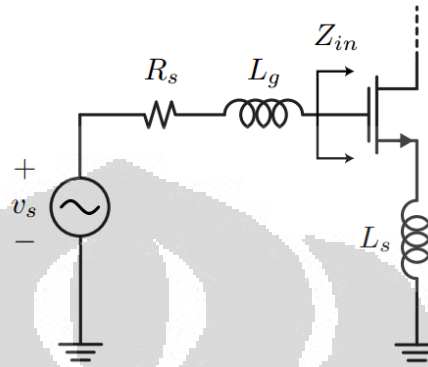
Nilai V_t diberikan oleh *datasheet* dari MOSFET yang digunakan. Dengan mempertimbangkan *current budget* dari LNA yang dirancang, *gate* transistor M1 dicatu dengan sumber tegangan $V_{gg} = 0.7$ volt. Karena $I_G = 0$, maka R_G bersifat *short circuit*. V_S pada M1 bernilai nol sehingga nilai $V_{GS1} = V_{gg} - V_S = 0.7 - 0 = 0.7$ Volt. Melalui hasil simulasi karakteristik transistor M1 yang ditunjukkan pada gambar 3.6. Pada kurva tersebut terlihat bahwa pada kondisi jenuh, nilai tegangan $V_{DS1} = 0.26$ V dan arus $I_{D1} = 18$ mA ketika rangkaian penguat dicatu sebesar 0.7 volt.

Melalui iterasi pada perangkat lunak ADS, didapat juga nilai V_{GD} transistor M2 optimal yaitu $V_{dd} = 1.1$ Volt. Dengan $V_{G2} = V_{DD} = 1.1$ Volt, dan $V_{S2} = V_{DS1} - 0.26$ Volt, maka $V_{GS2} = V_{G2} - V_{S2} = 0.84$ Volt. Melalui kurva karakteristik M2 pada Gambar 3.8 didapat I_{D2} bernilai 18 mA.



Gambar 3.8 Analisa DC rangkaian inti LNA

Gambar 3.9 mengilustrasikan impedansi pada transistor M1. Karena pada rangkaian ini banyak digunakan komponen induktor dan kapasitor, maka nilai impedansi memiliki bagian riil dan imajiner.



Gambar 3.9 Rangkaian M1 dengan *source inductive degeneration*

Berdasarkan gambar 3.9 tegangan yang diberikan pada transistor M1 dapat dihitung sebagai berikut:

$$V_{in} = i_{in}(Z_{input\ matching} + j\omega L_s) + i_{in}\left(\frac{1}{j\omega C_{gs}}\right) + i_o j\omega L_s \quad (3.1)$$

dimana

$$i_o = g_m V_{gs} = g_m i_{in} \times \frac{1}{j\omega C_{gs}} \quad (3.2)$$

Maka

$$V_{in} = i_{in} \left[Z_{input\ matching} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_{ex})} + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} \right] \quad (3.3)$$

Dan

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} = Z_{input\ matching} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} \quad (3.4)$$

Agar *matching* dengan besar impedansi 50 Ohm, maka Z_{in} harus memiliki nilai riil sebesar 50 Ohm, dan nilai imajiner sebesar nol.

$$\frac{g_m L_s}{C_{gs}} = Re(Z_{in}) = 50\Omega \quad (3.5)$$

$$\omega_T = \frac{R_s}{L_s} = \frac{g_m}{C_{gs}} \quad (3.6)$$

Dimana $R_s = Re(Z_{in}) = 50\Omega$, nilai L_s pada perancangan ini ditetapkan sebesar $0.6 nH$, lebar kanal MOSFET (W) = $260\mu m$, panjang kanal MOSFET (L) = $0.18\mu m$, dan $g_m = 0.095$. Sehingga ω_T memiliki nilai:

$$\omega_T = \frac{R_s}{L_s} = \frac{50}{0.6 \times 10^{-9}} = 8,3 \times 10^{10} rad$$

Kapasitansi antara *gate* dan *source* transistor M1 bernilai:

$$C_{gs} = \frac{\omega_T}{g_m} = \frac{8,3 \times 10^{10}}{0,095} = 1,14 pF$$

Adapun C_{gs} terdiri dari beberapa komponen nilai, yaitu:

$$C_{gs} = \frac{2}{3} \times C_{0x}WL + WC_{GSov} + WC_{GSfr} \quad (3.7)$$

$$C_{0x} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{t_{ox}} = \frac{8.854 \times 10^{-12} \times 3.9}{4 \times 10^{-9}} = 8.632 \times 10^{-3} \quad (3.8)$$

Sehingga dapat dihitung,

$$C_{gs} = \frac{2}{3} \times 8.632 \times 10^{-3} \times 260 \times 10^{-6} \times 0.18 \times 10^{-6} + WC_{GSov} + WC_{GSfr}$$

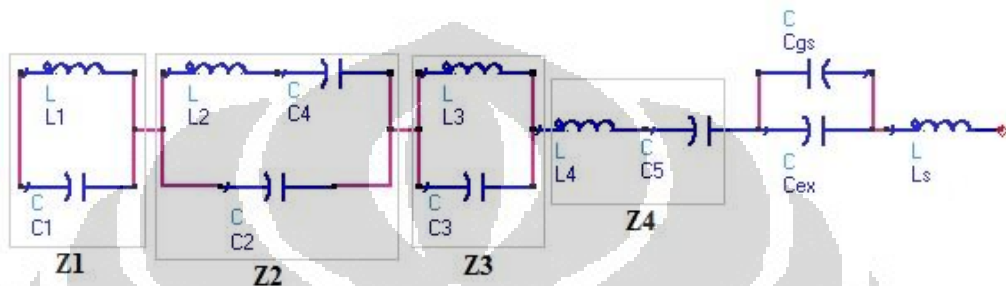
pada SPICE model MOSFET yang digunakan, tidak disertakan nilai *overlap* dan *fringe capacitance* maka nilai total C_{gs} sulit dihitung. Ketika disimulasikan, C_{gs} tidak membuat nilai imajiner rangkaian *matching* menjadi nol. Untuk itu, ditambahkan sebuah kapasitor C_{ex} yang disusun paralel dengan C_{gs} . Nilai C_{ex} didapat melalui iterasi pada perangkat lunak ADS yaitu sebesar $0.29 pF$.

Seperti terlihat pada gambar 3.3, ditambahkan sebuah induktor sebagai *load inductance* dan sebuah resistor R1. Kedua komponen ini berpengaruh pada faktor penguatan dan kestabilan dari LNA.

3.2.2 Perancangan *Matching Network* LNA

3.2.2.1 *Input Matching Network*

Biasanya nilai impedansi pada sebuah jalur transmisi adalah 50 Ohm. Karena itu, sebelum masuk dan dikuatkan oleh transistor di dalam LNA, sinyal masukan harus disesuaikan agar mencapai impedansi riil sebesar 50 Ohm. Untuk mencapai kondisi ini dirancang sebuah *matching network* berdasarkan [38]. Rangkaian L dan C disusun seperti pada Gambar 3.10.



Gambar 3.10 Input Matching LNA

Adapun nilai komponen induktor dan kapasitor lain dapat dicari dengan menurunkan fungsi transfer dari rangkaian *input matching* yaitu:

$$Z_1 = \frac{sL_1}{s^2L_1C_1+1}; \quad (3.9)$$

$$Z_2 = \frac{s^2L_2C_4+1}{s^2L_2C_2C_4+s(C_2+C_4)}; \quad (3.10)$$

$$Z_4 = \frac{s^2L_4C_5+1}{sC_5}; \quad (3.11)$$

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4 = \frac{sL_1}{s^2L_1C_1+1} + \frac{s^2L_2C_4+1}{s^2L_2C_2C_4+s(C_2+C_4)} + \frac{sL_3}{s^2L_3C_3+1} + \frac{s^2L_4C_5+1}{sC_5}; \quad (3.12)$$

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4 = \frac{as^5+bs^4+cs^3+ds^2+es^1+f}{gs^4+hs^3+is}; \quad (3.13)$$

Dimana

$$a = L_1L_2L_3L_4C_1C_2C_3C_4C_5 \quad (3.14)$$

$$b = L_1L_2L_3L_4C_1C_2C_3C_4C_5 \quad (3.15)$$

$$(3.16)$$

$$b = L_1 L_2 L_3 C_1 C_3 C_4 C_5 + L_1 L_3 L_4 C_1 C_3 C_5 (C_2 + C_4) + (L_1 C_1 + L_3 C_3) L_2 L_4 C_2 C_4 C_5$$

$$c = L_1 L_2 L_3 C_2 C_4 C_5 (C_1 + C_3) + L_1 L_2 L_3 C_1 C_2 C_3 C_4$$

$$d = L_1 L_3 C_5 (C_1 + C_3) (C_2 + C_4) + L_1 L_3 C_1 C_3 C_5 + (L_1 C_1 + L_3 C_3) L_2 C_4 C_5 \\ + (L_1 C_1 + L_3 C_3) (C_2 + C_4) L_2 C_5 + L_1 L_3 C_1 C_3 (C_2 + C_4) \\ + (L_1 C_1 + L_3 C_3) L_2 C_2 C_4$$

$$e = L_2 C_2 C_4 C_5 (L_1 + L_3)$$

$$f = (L_1 C_1 + L_3 C_3) (C_2 + C_4 + C_5) + (L_1 + L_3) (C_2 + C_4) C_5$$

$$g = L_1 L_2 L_3 C_1 C_2 C_3 C_4 C_5$$

$$h = L_1 L_3 C_1 C_3 C_5 (C_2 + C_4) + (L_1 C_1 + L_3 C_3) L_2 C_2 C_4 C_5$$

$$i = (L_1 C_1 + L_3 C_3) (C_2 + C_4) C_5$$

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4 = - \left[\frac{s^2 L_s (C_{gs} + C_{ex}) + 1}{s (C_{gs} + C_{ex})} \right]$$

Dimana $(C_{gs} + C_{ex}) = 1,14 \text{ pF}$; $L_s = 0.6 \text{ nH}$

$$sL_g = - \left[\frac{1}{s(C_{gs} + C_{ex})} + sL_s \right]$$

$$\frac{as^5 + bs^4 + cs^3 + ds^2 + es^1 + f}{gs^3 + hs^2 + i} = - \left[\frac{s^2 L_s (C_{gs} + C_{ex}) + 1}{(C_{gs} + C_{ex})} \right]$$

$$\frac{as^5 + bs^4 + cs^3 + ds^2 + es^1 + f}{gs^3 + hs^2 + i} = - \left[\frac{s^2 (0,6 \times 10^{-9}) (1,14 \times 10^{-12}) + 1}{1,14 \times 10^{-12}} \right]$$

$$\frac{as^5 + bs^4 + cs^3 + ds^2 + es^1 + f}{gs^3 + hs^2 + i} = -s^2 (0,6 \times 10^{-9}) - 0,88 \times 10^{12}$$

$$(a + (0,6 \times 10^{-9})g)s^5 + (b + h(0,6 \times 10^{-9}))s^4 + ((c + 0,88 \times 10^{12})g)s^3 \\ + (d + (0,6 \times 10^{-9})i + (0,88 \times 10^{12})h)s^2 + es^1 + (f + 0,88 \\ \times 10^{12}i) = 0$$

Dengan nilai $s = j\omega$, persamaan ini memiliki akar $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ dan ω_4 .

Dimana $\omega = 2\pi f_0$, dan f_0 adalah frekuensi kerja LNA.

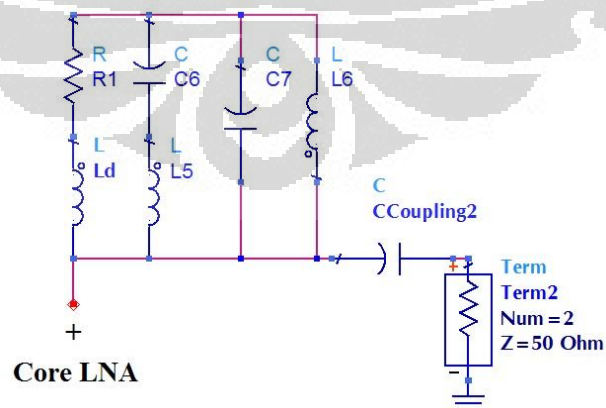
Dengan menggunakan perangkat lunak ADS, dilakukan *tuning* terhadap nilai rangkaian sehingga mendapatkan nilai akhir komponen seperti pada Tabel 3.3.

Tabel 3.3 Nilai komponen pada *input matching* LNA

Komponen	Nilai
Ls	0.6 nH
L1	6.2 nH
L2	2.9 nH
L3	2.18 nH
L4	27.2 nH
Cgs	0.892 pF
Cex	248 fF
C1	1.492 pF
C2	3.26 pF
C3	2.38 pF
C4	2.12 pF
C5	8.15 pF

3.2.2.2 Output Matching Network

Output matching yang dipakai pada LNA disusun seperti pada Gambar 3.6 berikut.



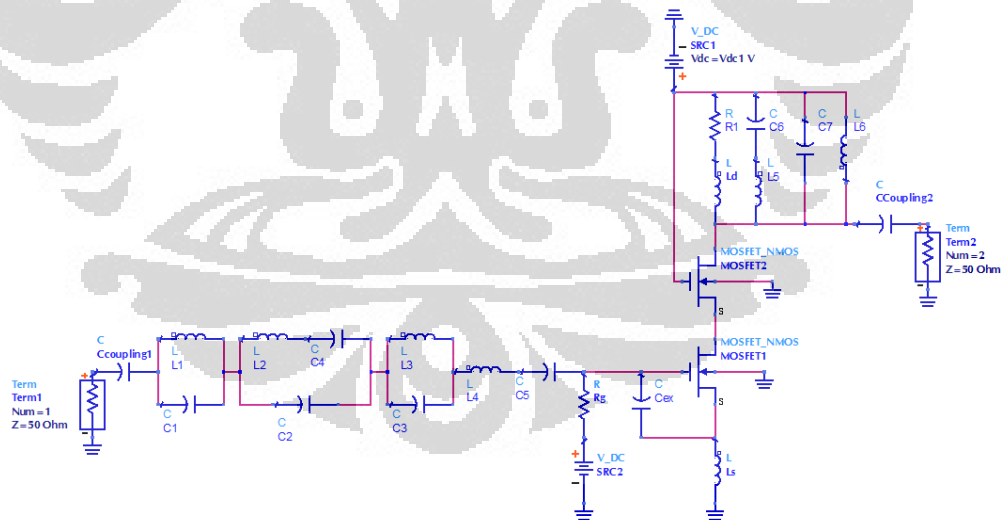
Gambar 3.11 Output Matching LNA

Melalui *tuning* pada perangkat lunak ADS, nilai komponen pada output matching ini diperoleh seperti pada Tabel 3.4.

Tabel 3.4 Nilai komponen pada *output matching*

Komponen	Nilai
R1	25 ohm
Ld	6.2 nH
C6	0.1 pF
L5	0.7 nH
C7	2.7 pF
L6	20 nH
Ccoupling2	1 uF

Setelah semua bagian LNA dirancang, maka dilakukan *tuning* pada perangkat lunak ADS agar menghasilkan hasil yang lebih baik, karena pada hitungan manual terdapat banyak pembulatan dan parameter-parameter yang dianggap ideal sehingga mungkin sedikit merubah nilai dan respon frekuensi. Gambar 3.7 adalah skema rancangan akhir dari *quadband* LNA.



Gambar 3.12 *Quadband Low Noise Amplifier*

3.3 Perancangan Quadband Band Pass Filter

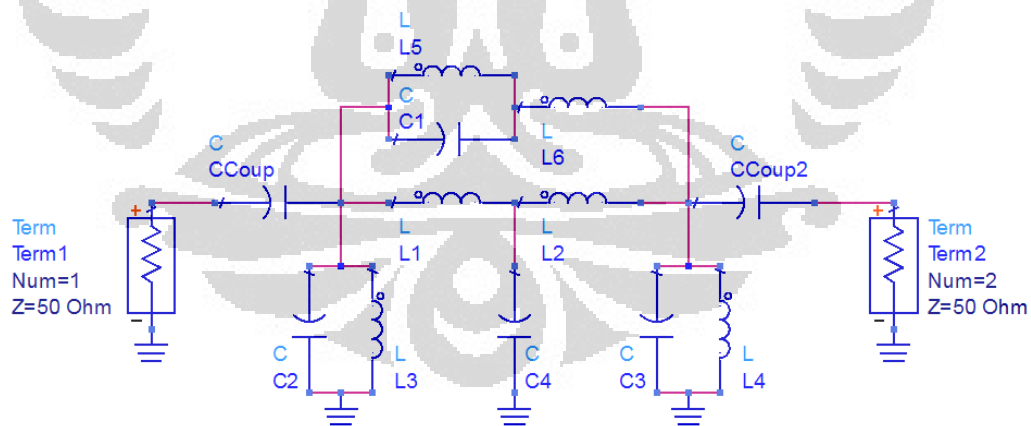
Seperti halnya LNA yang dirancang, BPF yang digunakan untuk *co-design* dibuat dengan kombinasi susunan *lumped component*. Penggunaan resistor pada BPF dihindari karena resistor bersifat menghasilkan *thermal* noise yang

nantinya akan menurunkan kinerja LNA dari sisi NF. Filter dirancang dengan menggunakan pendekatan *inductive coupling* dan penambahan sejumlah *cross coupling*.

Tabel 3.5 menunjukkan spesifikasi filter yang dirancang dan Gambar 3.13 menunjukkan rangkaian BPF yang dibuat untuk bekerja pada empat frekuensi.

Tabel 3.5 Spesifikasi rancangan BPF

Spesifikasi	Karakteristik			
	GSM	WCDMA	WiMAX	LTE
Frekuensi	900 MHz	1.8 GHz	2.3 GHz	2.6 GHz
Frekuensi tengah	950 MHz	1.85 GHz	2.35 GHz	2.65 GHz
<i>Return Loss</i>	< -10 dB	< -10 dB	< -10 dB	< -10 dB
<i>Insertion Loss</i>	> -3dB	> -3dB	> -3dB	> -3dB
VSWR	< 2	< 2	< 2	< 2
<i>Group Delay</i>	< 10 ns	< 10 ns	< 10 ns	< 10 ns



Gambar 3.13 *Quadband* BPF yang digunakan pada perancangan

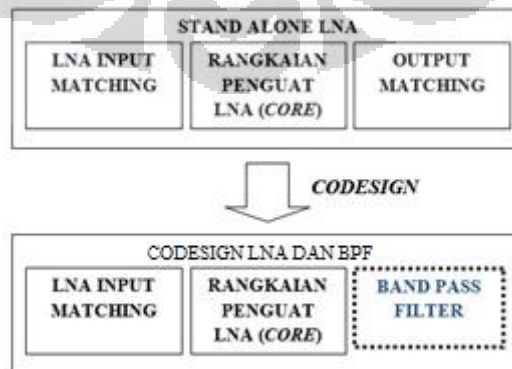
Nilai komponen yang digunakan dapat dilihat pada tabel 3.6 berikut.

Tabel 3.6 Tabel nilai komponen yang digunakan pada *quadband* BPF

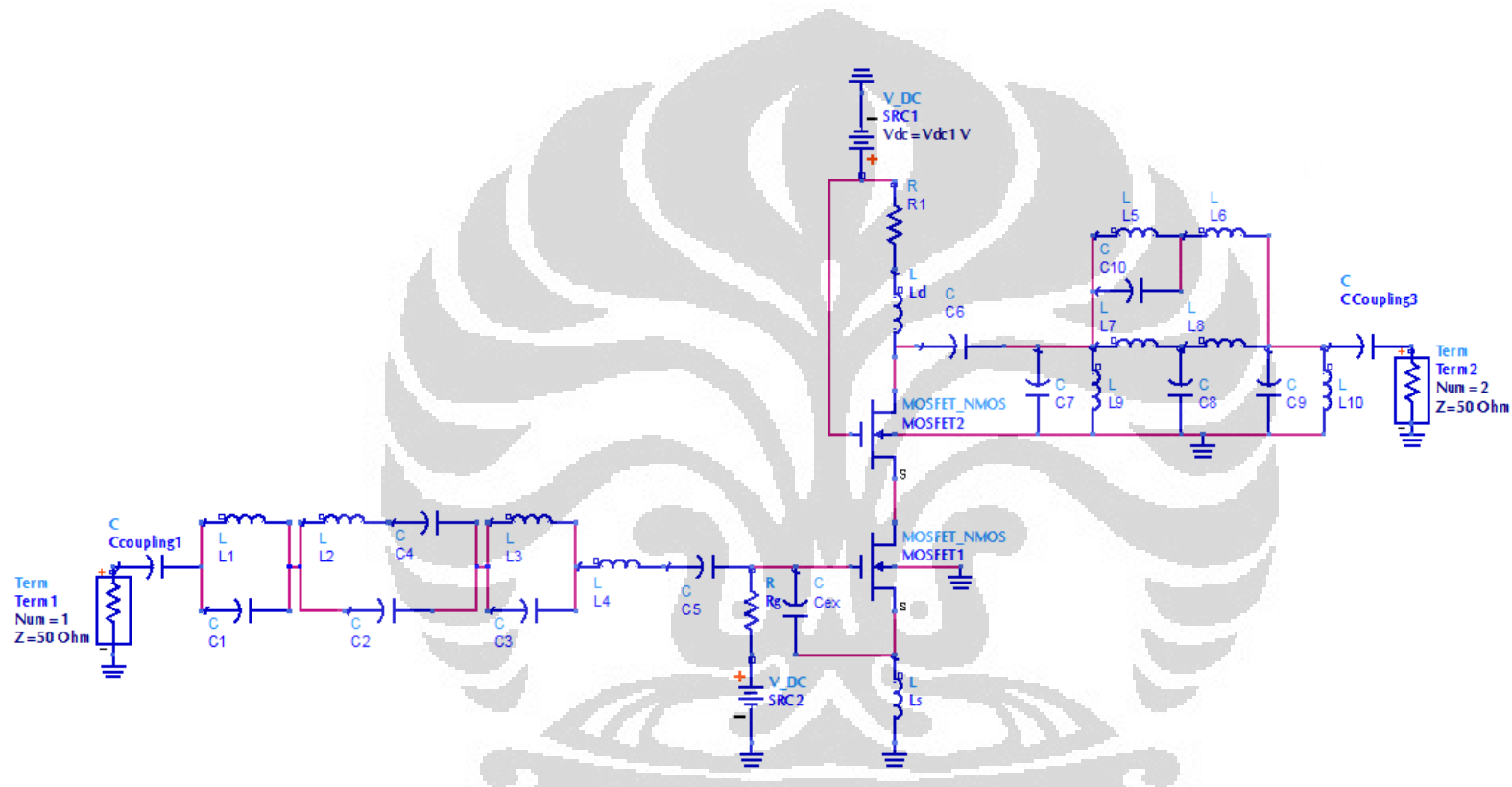
Nama Komponen	Nilai Komponen
Ccoup1	10 pF
Ccoup2	10 pF
C1	3.7 pF
C2	15.5 pF
C3	15.5 pF
C4	26 pF
L1	0.85 nH
L2	0.82 nH
L3	0.75 nH
L4	0.75 nH
L5	2.74 nH
L6	2.58 nH

3.4 Perancangan *Co-design* Quadband Concurrent LNA dan BPF

Setelah LNA dan BPF selesai dirancang, maka akan selanjutnya dilakukan *co-design* antara LNA dan BPF. Sesuai definisi dari *co-design*, maka BPF akan menggantikan salah satu bagian dari LNA yaitu *output matching network*. Prosedur *co-design* diilustrasikan pada Gambar 3.14 dan Gambar 3.15 menunjukkan rangkaian lengkap hasil *co-design*.



Gambar 3.14 Diagram *co-design* LNA dan BPF



Gambar 3.15 Rangkaian *co-design* LNA dan BPF

BAB 4

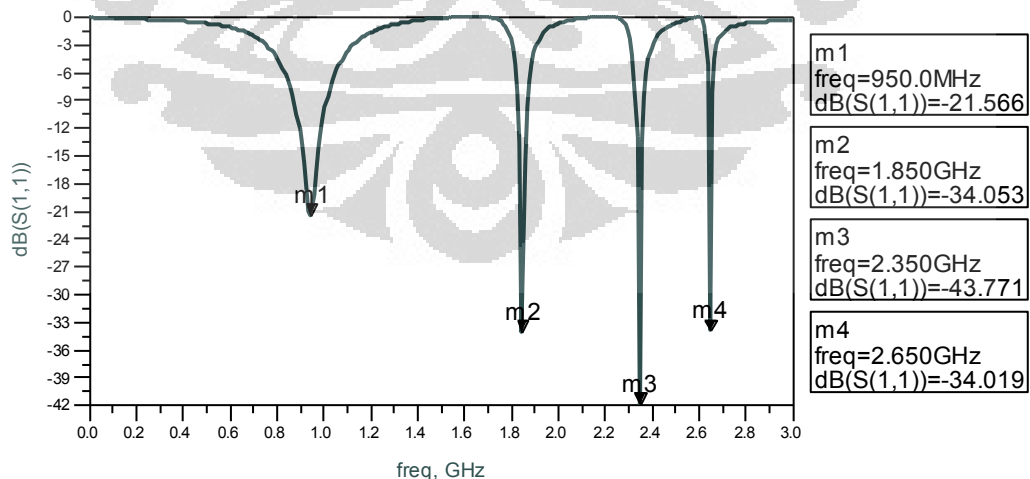
HASIL SIMULASI DAN ANALISA *CO-DESIGN QUADBAND* *CONCURRENT CMOS LNA DAN BPF*

4.1 Hasil Simulasi dan Analisa Quadband Concurrent LNA

LNA yang dirancang disimulasikan menggunakan perangkat lunak ADS versi 2011.05. Pada bagian ini ditampilkan hasil dan analisa dari parameter-parameter pada *stand alone* LNA yang dirancang untuk bekerja pada empat frekuensi tengah 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz.

4.1.1 Hasil Simulasi dan Analisa *Return Loss* (S_{11})

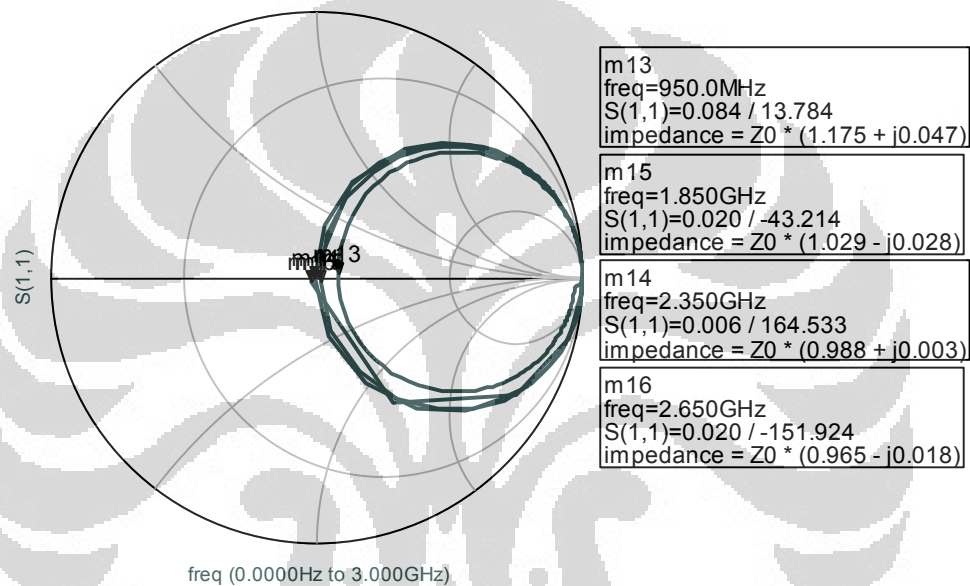
Nilai *return loss* (S_{11}) yang ditargetkan sebelum perancangan adalah kurang dari -10 dB. Semakin kecil nilai S_{11} maka semakin optimal transfer daya yang terjadi di dalam sistem LNA. Pada nilai $S_{11} = -3$ dB, jumlah *loss* yang terjadi adalah sekitar 50%, sehingga semakin kecil nilai S_{11} maka kinerja sistem akan semakin optimal. Dengan perkiraan perubahan nilai S_{11} sebesar 5 dB jika rancangan difabrikasi, maka nilai -10 dB dianggap ideal. Untuk mengoptimalkan nilai parameter ini, rangkaian LNA dibuat *matching* dengan menggunakan *resonator* yang bekerja pada empat frekuensi tujuan. Gambar 4.1 menunjukkan respon S_{11} yang disimulasikan dari LNA yang dirancang.



Gambar 4.1 Hasil simulasi S_{11} pada *quadband* LNA

Dari Gambar 4.1 diketahui nilai S_{11} pada frekuensi 950 MHz adalah sebesar -21,556 dB, kemudian pada frekuensi 1,85 GHz nilai S_{11} adalah sebesar -34,053. Nilai S_{11} sebesar -43,771 dicapai pada frekuensi 2,35 GHz dan nilai sebesar -34,019 dicapai pada frekuensi 2,65 GHz.

Respon S_{11} yang dicapai bisa dikatakan sangat baik. Hal ini dicapai karena rangkaian *input matching* berhasil menyesuaikan impedansi pada *source* LNA dengan impedansi pada port masuk (50Ω). Gambar 4.2 menunjukkan respon S_{11} pada *smith chart*.



Gambar 4.2 Respon S_{11} pada *smith chart*

Nilai *matching* maksimum dicapai ketika nilai koefisien refleksi (Γ) bernilai 1 atau $Z = 1 + j0$. *Smith chart* pada gambar 4.2 menunjukkan bahwa pada frekuensi 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz, LNA telah *matched* dengan impedansi masukan sebesar 50 ohm. Sedangkan pada frekuensi 0.95 GHz, nilai impedansi *real*-nya sedikit lebih besar dibanding ketiga frekuensi lain atau dengan kata lain, frekuensi tersebut sedikit lebih tidak *matching*. Hal ini mengakibatkan nilai S_{11} yang dicapai lebih besar tetapi masih sangat baik.

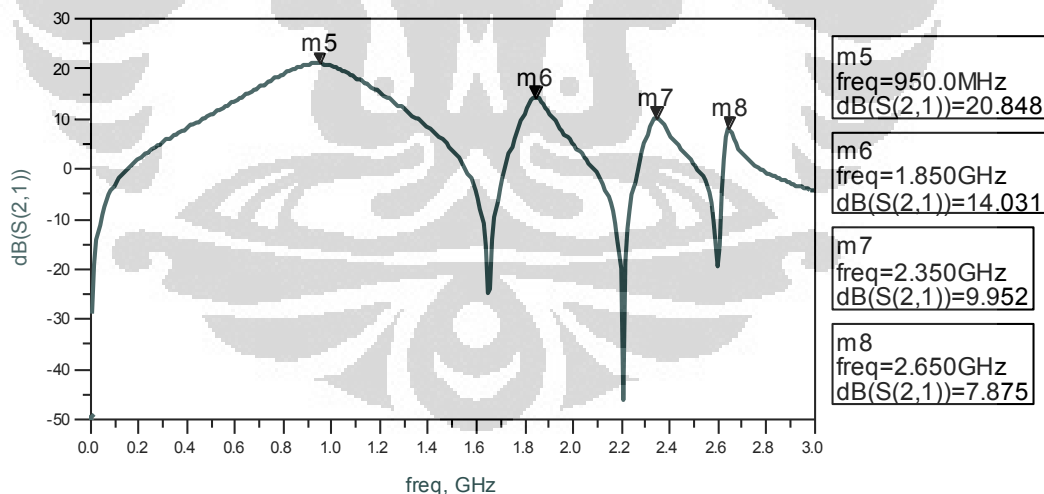
4.1.2 Hasil Simulasi dan Analisa *Gain*

Simulasi yang dilakukan pada LNA menghasilkan respon *gain* (S_{21}) seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.3. Resonator beresonansi pada frekuensi

0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, 2.65 GHz. Sinyal-sinyal pada frekuensi tersebut kemudian dikuatkan hingga mencapai nilai penguatan berturut-turut 20.848 dB, 14.031 dB, 9.952 dB, dan 7.875 dB. Seperti yang telah dijelaskan pada Bab 2, pada setiap tahapan dalam receiver sinyal akan terinterferensi oleh *noise*, karenanya penguatan pada LNA adalah hal yang penting untuk menjamin agar sinyal yang keluar pada bagian akhir *receiver* berkualitas baik dan tidak tertutupi oleh *noise*.

Nilai yang dicapai pada simulasi ini tidak begitu bagus padahal LNA telah *matching* pada frekuensi yang diinginkan. Hal ini disebabkan oleh sulitnya mencari HSPICE *parameter* MOSFET yang benar-benar lengkap, sehingga kinerja MOSFET tidak maksimal tetapi kondisi saturasi berhasil dicapai dan penguatan berhasil dilakukan.

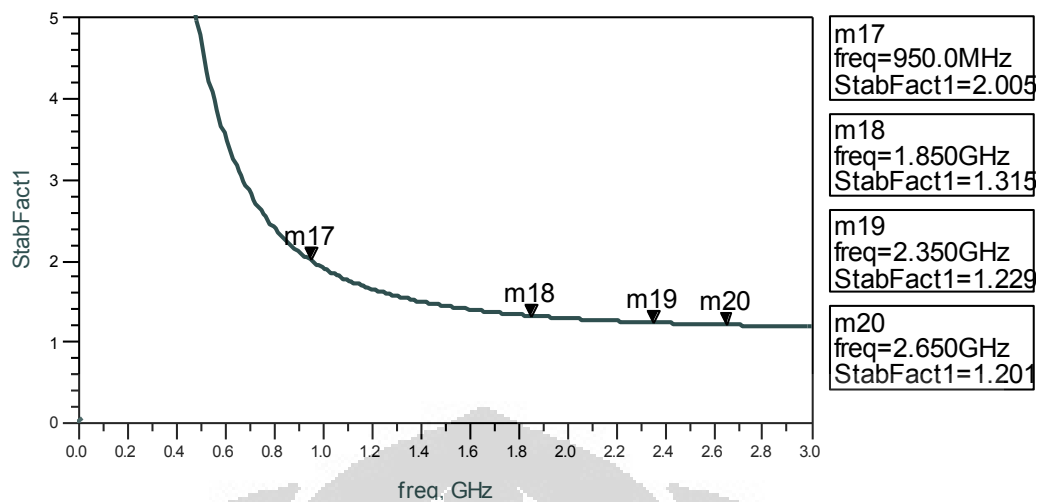
Pada frekuensi pertama terlihat bahwa respon *gain*-nya cukup lebar sehingga LNA mungkin juga akan menguatkan frekuensi di sekitar 950 MHz. Sedangkan pada ketiga frekuensi lain telah dicapai *narrowband gain response*. Parameter *gain* ini akan dibandingkan dengan respon *gain* yang dihasilkan setelah LNA di-*co-design* dengan BPF.



Gambar 4.3 Hasil simulasi S_{21} pada *quadband* LNA

4.1.3 Hasil Simulasi dan Analisa Kestabilan

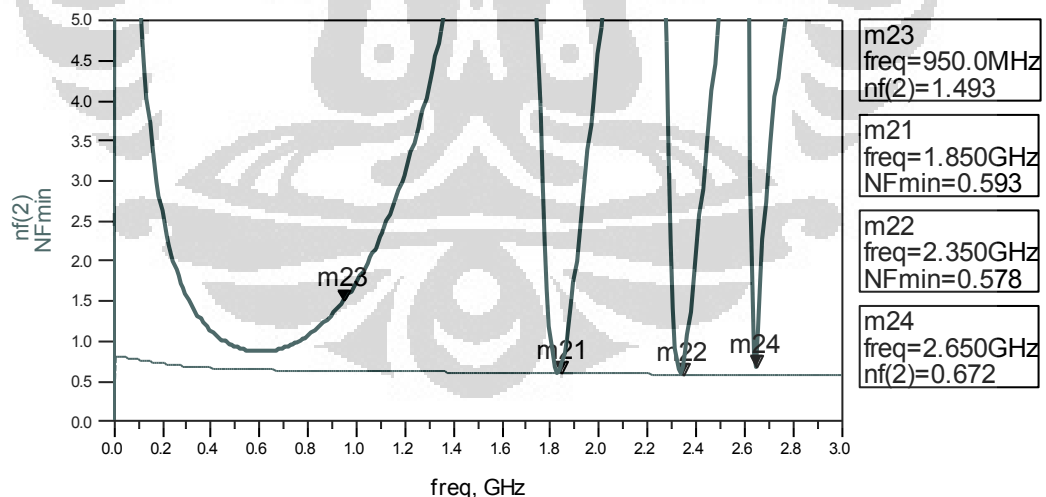
Gambar 4.4 menunjukkan hasil simulasi kestabilan LNA. Pada perancangan ini, telah dicapai nilai $K > 1$ untuk seluruh frekuensi tujuan. Hal ini berarti LNA telah mencapai kondisi *unconditionally stable*.



Gambar 4.4 Hasil simulasi kestabilan pada *quadband* LNA

4.1.4 Hasil Simulasi dan Analisa NF

LNA ini memiliki nilai NF yang sangat baik yaitu 1.493 dB, 0.593 dB, 0.578 dB, 0.672 dB berturut-turut pada frekuensi 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz. Nilai NF ini diraih karena teknologi CMOS yang digunakan memang dirancang untuk menghasilkan *noise* yang kecil dan juga dikarenakan rangkaian yang berhasil di-*matching*-kan dengan baik.

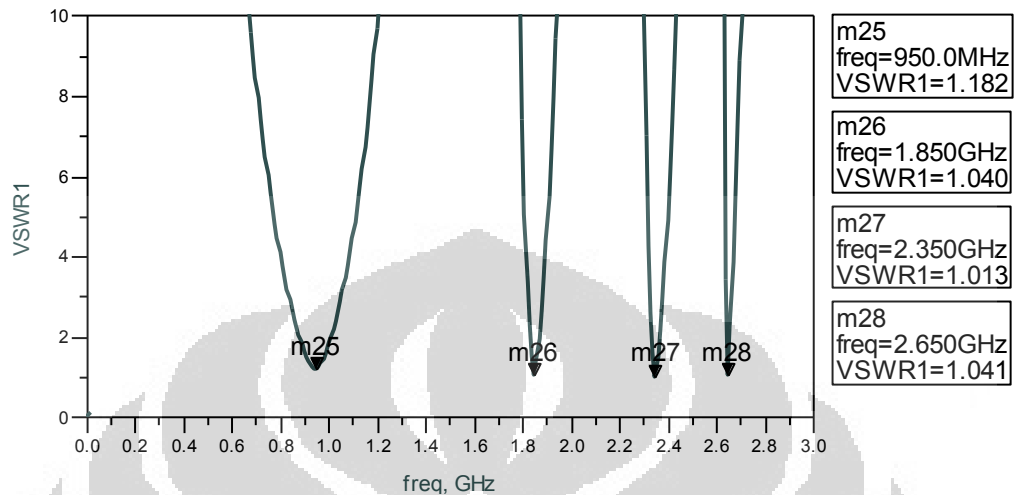


Gambar 4.5 Hasil simulasi NF pada *quadband* LNA

4.1.5 Hasil Simulasi dan Analisa VSWR

Pada sebuah rangkaian ideal, nilai VSWR paling baik adalah satu. Artinya semakin dekat nilai VSWR dengan nilai 1, maka rangkaian akan semakin

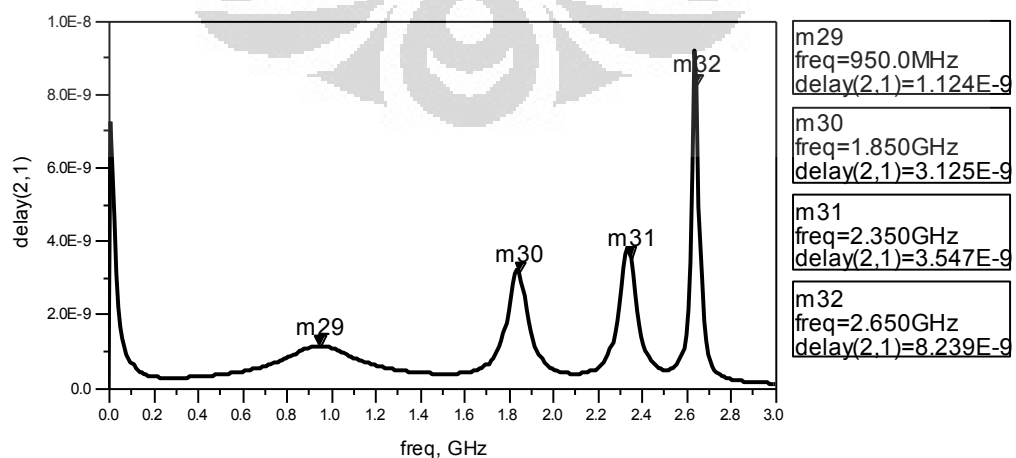
ideal. Gambar 4.6 menunjukkan hasil simulasi VSWR pada *quadband* LNA. Dari Gambar 4.6 dapat dilihat nilai VSWR pada frekuensi kerja 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz berturut-turut adalah 1.182, 1.040, 1.013, dan 1.041.



Gambar 4.6 Hasil simulasi VSWR pada *quadband* LNA

4.1.6 Hasil Simulasi dan Analisa *Group Delay*

Group delay menunjukkan perubahan fasa yang terjadi pada gelombang terhadap frekuensi akibat melewati sebuah filter. Ketidaklinearan *group delay* akan menyebabkan distorsi pada sinyal. Idealnya, *group delay* harus kurang dari 10 ns, pada simulasi LNA ini, pada keempat gelombang, *group delay* memiliki nilai di bawah 10 ns, yaitu 1,124 ns pada frekuensi 0,95 GHz, 3,125 ns pada frekuensi 1,85 GHz, 3,547ns pada frekuensi 2,35 GHz, dan 8,239 ns pada frekuensi 2,65 GHz seperti ditunjukkan pada Gambar 4.7.



Gambar 4.7 Hasil simulasi *group delay* pada *quadband* LNA

4.1.7 Hasil Simulasi Konsumsi Daya *Quandband* LNA

Pada gambar 4.8, terlihat bahwa arus pada port masuk sebesar 18.0 mA dan sumber tegangan menyuplai tegangan sebesar 1.1 Volt. Konsumsi daya dapat dihitung:

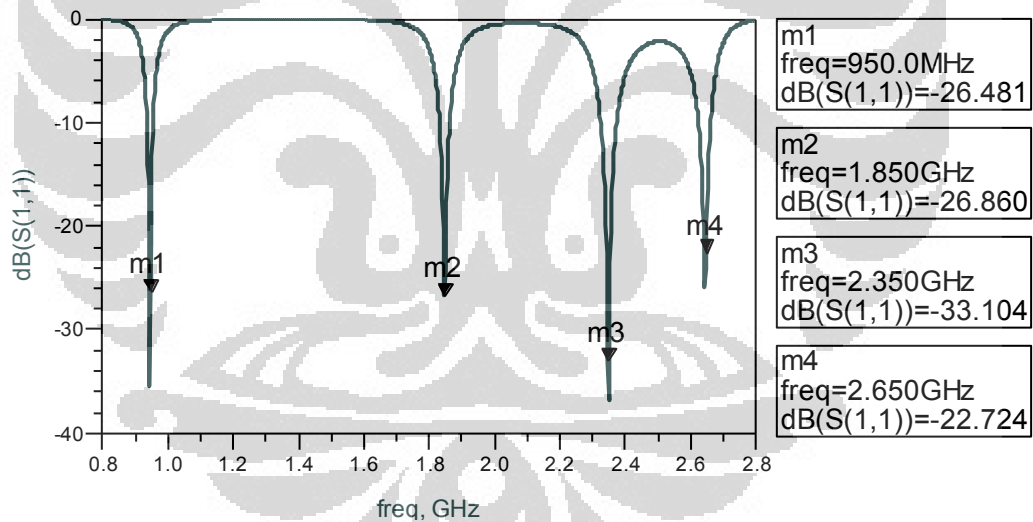
$$P = VI$$

$$P = 18 \times 1.1 = 19.8 \text{ mW}$$

4.2 Hasil Simulasi *Quadband* BPF

4.2.1 Hasil Simulasi S_{11} pada *Quadband* BPF

Gambar 4.8 menunjukkan S_{11} mencapai nilai di bawah -10 dB, yaitu -26,481 pada frekuensi 950 MHz, -26,860 dB pada frekuensi 1,85 GHz, -33,104 dB pada frekuensi 2,35 GHz, dan -22,724 dB pada frekuensi 2,65 GHz. Nilai-nilai yang dicapai sangat baik, artinya sinyal yang melewati filter dapat lewat dari port masuk tanpa mengalami banyak *loss* untuk diproses di dalam filter.

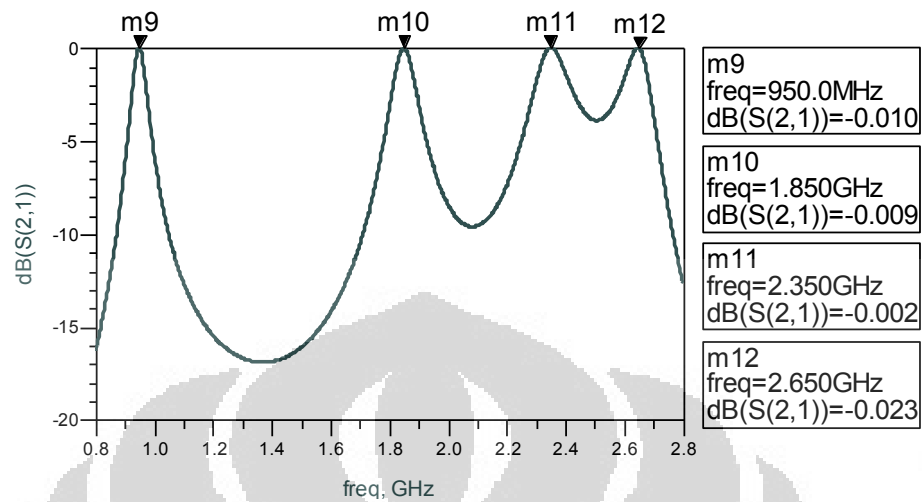


Gambar 4.8 Hasil simulasi S_{11} pada *quadband* BPF

4.2.2 Hasil Simulasi S_{21} pada *Quadband* BPF

Gambar 4.9 menunjukkan nilai S_{21} hampir mendekati nol, artinya semakin sedikit daya yang hilang akibat penyisipan filter di antara dua port. Dengan menggunakan nilai insertion loss pada level -3 dB. Didapat *bandwidth* dari frekuensi kerja yaitu 56 MHz untuk frekuensi pertama, 162 MHz pada

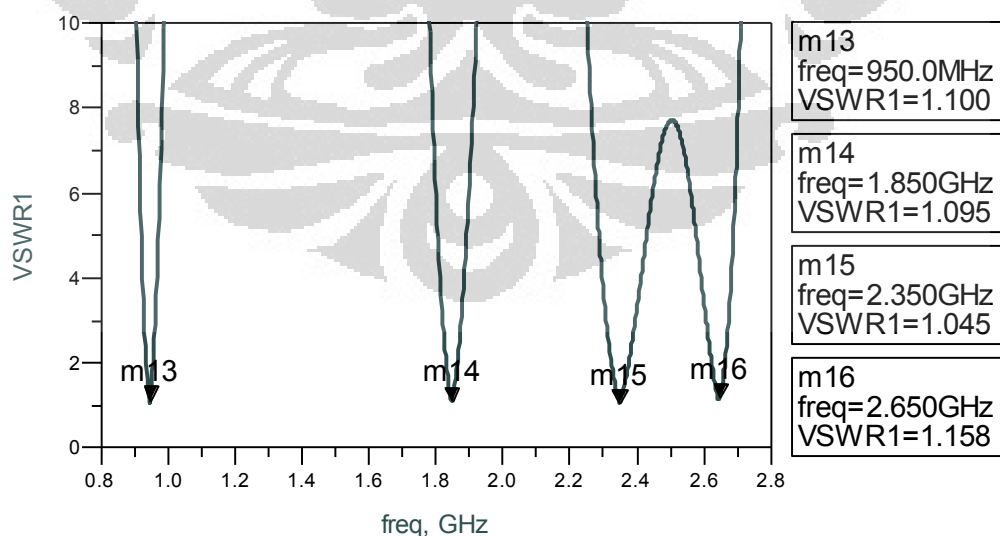
frekuensi 1,85 GHz, 48 MHz untuk aplikasi WiMAX pada frekuensi 2,35 MHz, dan *bandwidth* selebar 127 MHz pada frekuensi 2,65 GHz.



Gambar 4.9 Hasil simulasi S_{21} pada *quadband* BPF

4.2.3 Hasil Simulasi VSWR pada *Quadband BPF*

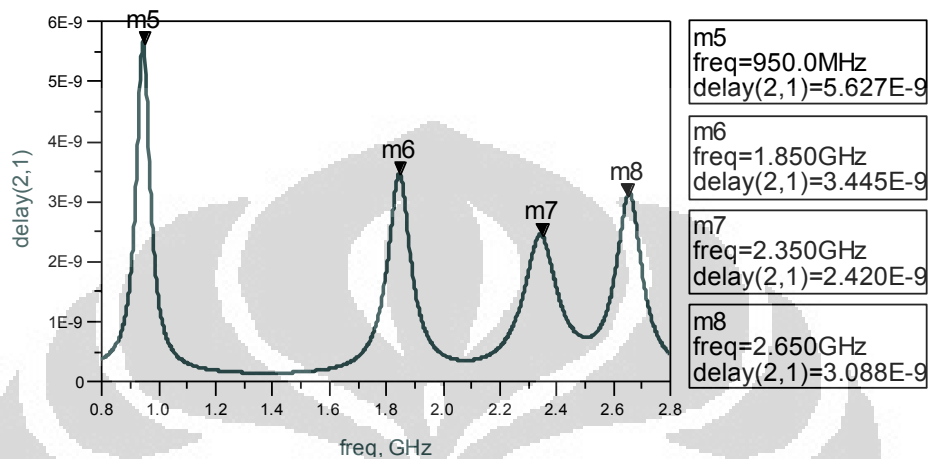
Gambar 4.10 menunjukkan bahwa nilai VSWR pada perancangan ini telah mencapai kondisi yang diharapkan, yaitu memiliki nilai antara 1 – 2 pada semua frekuensi kerja *quadband bandpass filter* tersebut. Dari Gambar 4.7 tampak bahwa hasil simulasi VSWR mendekati nilai 1 pada frekuensi tengah 950 MHz, 1.85 GHz 2.35 GHz dan 2.65 GHz.



Gambar 4.10 Hasil simulasi VSWR pada *quadband* BPF

4.2.4 Hasil Simulasi *Group Delay* pada *Quadband BPF*

Gambar 4.11 menunjukkan bahwa pada keempat gelombang, *group delay* memiliki nilai di bawah 10 ns, yaitu 5,627 ns pada frekuensi 0,95 GHz, 3,445 ns pada frekuensi 1,85 GHz, 2,402 ns pada frekuensi 2,35 GHz, dan 3,088 ns pada frekuensi 2,65 GHz.

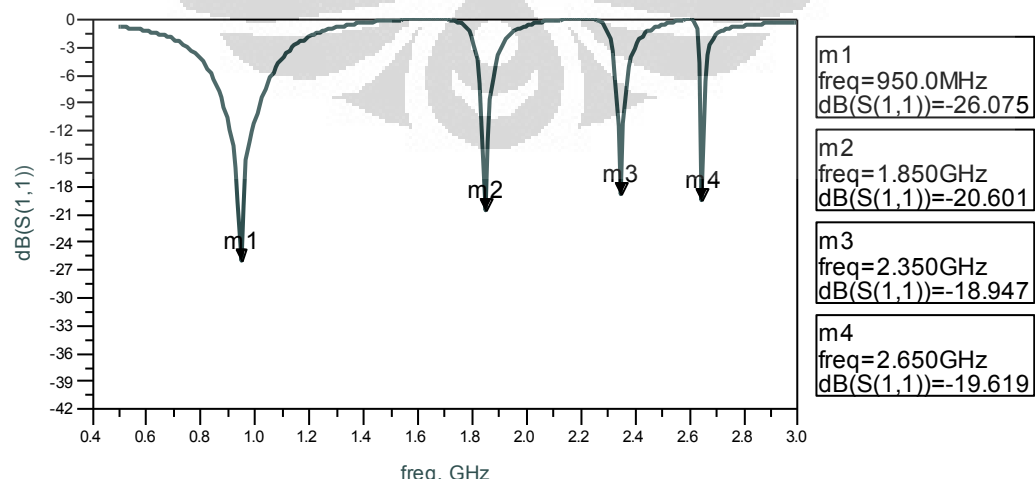


Gambar 4.11 Hasil simulasi *group delay* pada *quadband BPF*

4.3 Hasil Simulasi *Co-design Quadband Concurrent LNA dan BPF*

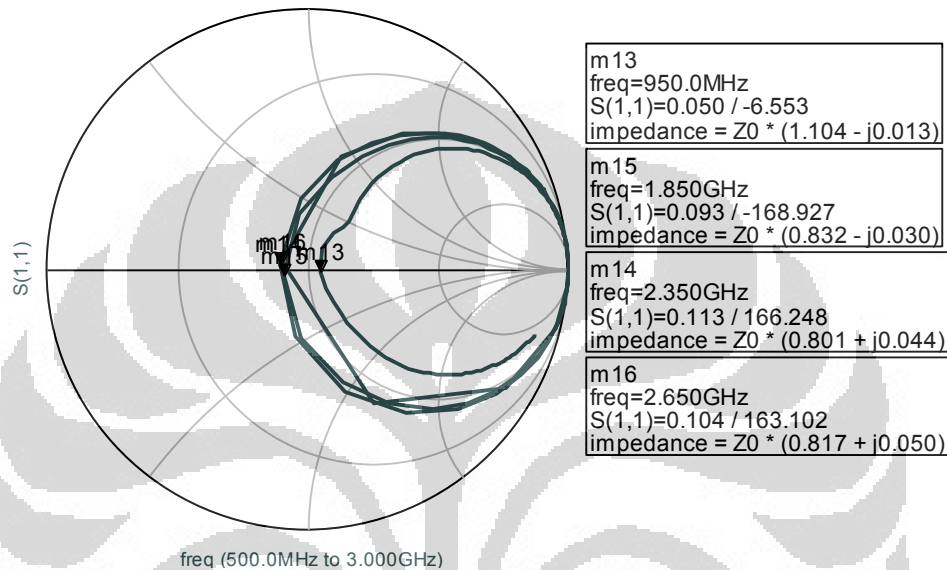
4.3.1 Hasil Simulasi dan Analisa S_{11}

Pada Gambar 4.12 terlihat bahwa nilai S_{11} pada LNA yang telah di-*co-design* adalah sebesar -26.075 dB pada frekuensi 950 MHz, -20,601 dB pada frekuensi 1,850 GHz, -18,947 dB pada frekuensi 2,230 GHz, dan -19,619 dB pada frekuensi 2,650 GHz. Nilai-nilai tersebut sudah cukup baik karena mencapai target perancangan yaitu -10 dB.



Gambar 4.12 Hasil simulasi *return loss* (S_{11}) pada *quadband co-design LNA-BPF*

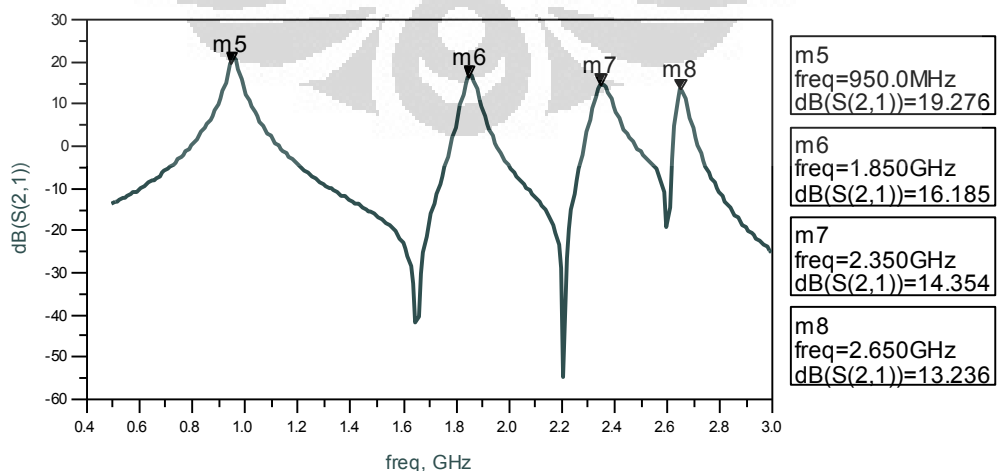
Pada *smith chart* dalam gambar 4.13, terlihat rangkaian *input impedance matching* berhasil *me-matching*-kan impedansi input dengan *source* dengan nilai $1.104 - j0.013$, $0.832 - j0.030$, $0.801 + j0.044$, dan $0.817 + j0.050$ berturut-turut untuk frekuensi 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz. Nilai tersebut sudah cukup mendekati nilai *matching* ideal yaitu pada impedansi $1 + j0$.



Gambar 4.13 Respon S_{11} pada *smith chart*

4.3.2 Hasil Simulasi dan Analisa S_{21}

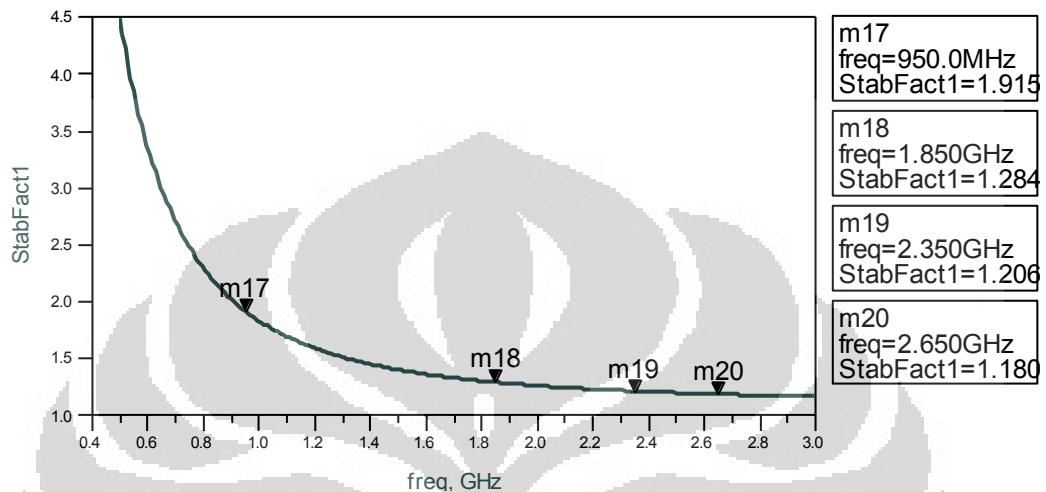
Gambar 4.14 menunjukkan penguatan yang dilakukan oleh LNA. Berturut-turut pada frekuensi 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz, nilai penguatan yang dicapai adalah 19.276 dB, 16.185 dB, 14.354 dB, dan 13.236 dB



Gambar 4.14 Hasil simulasi S_{21} pada *quadband co-design* LNA-BPF

4.3.3 Hasil Simulasi dan Analisa Kestabilan

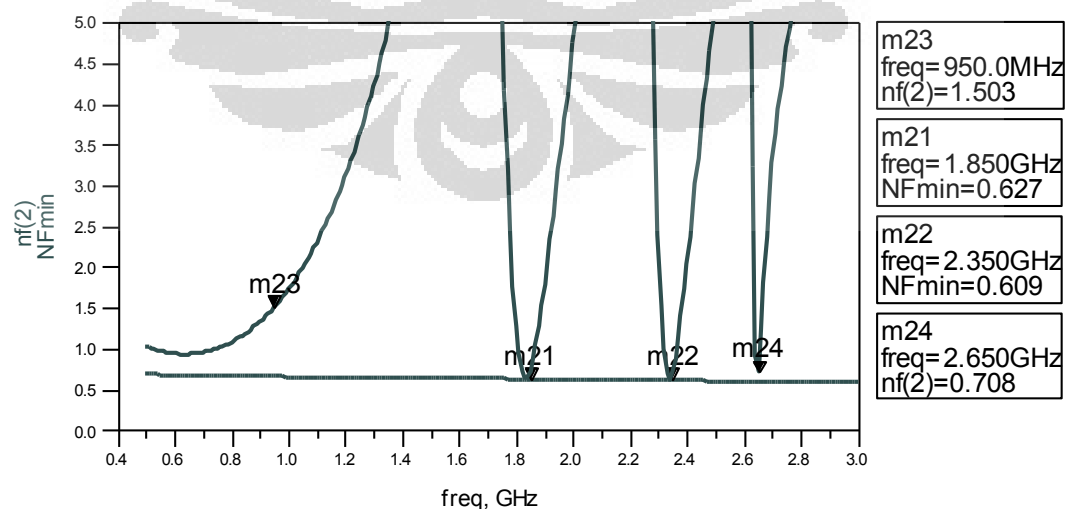
Kestabilan LNA diberikan pada Gambar 4.15, setelah dilakukan *co-design*, nilai kestabilan yang dicapai masih lebih besar dari 1, hal ini berarti LNA telah berada pada kondisi *unconditionally stable*, yang berarti kemungkinan LNA untuk berosilasi kecil.



Gambar 4.15 Hasil simulasi kestabilan pada *quadband co-design* LNA-BPF

4.3.4 Hasil Simulasi dan Analisa NF

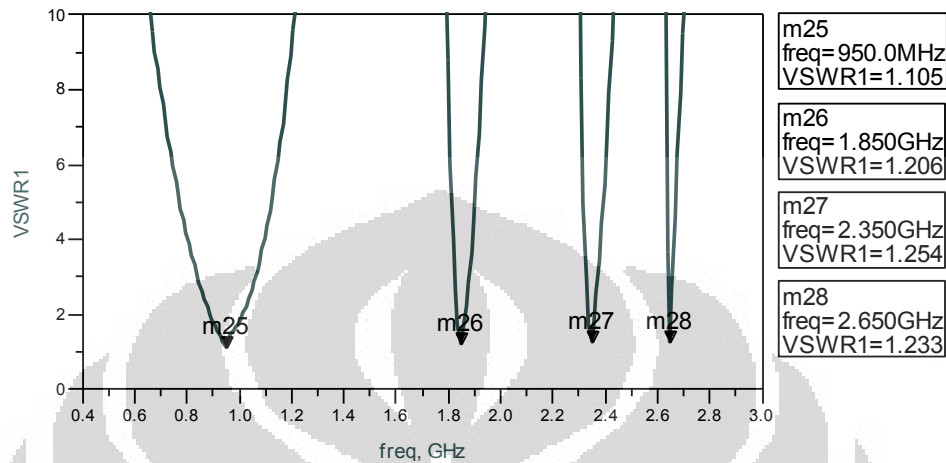
NF yang dihasilkan setelah LNA dipasangkan dengan BPF terlihat pada Gambar 4.16. Untuk frekuensi kerja 0.95 GHz, NF bernilai 1.503 dB sedangkan pada tiga frekuensi kerja lainnya NF bernilai dibawah 1 dB. Kondisi ini telah mencapai target perancangan yaitu dibawah 3 dB.



Gambar 4.16 Hasil simulasi NF pada *quadband co-design* LNA-BPF

4.3.5 Hasil Simulasi dan Analisa VSWR

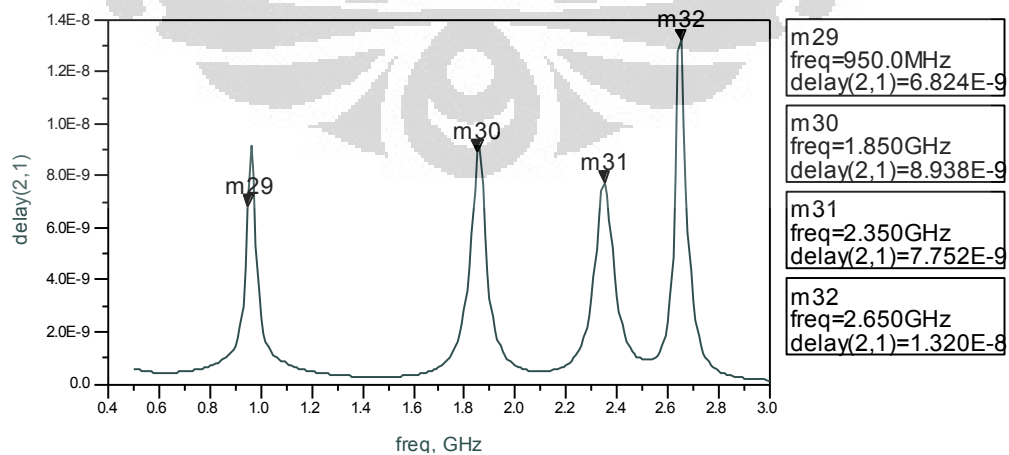
Gambar 4.17 menunjukkan bahwa nilai VSWR pada keempat frekuensi kerja berada pada nilai 1,2, kondisi ini cukup baik karena VSWR yang disarankan bernilai antara 1-2.



Gambar 4.17 Hasil simulasi VSWR pada *quadband co-design* LNA-BPF

4.3.6 Hasil Simulasi dan Analisa Group Delay

Ketidaklinearan *group delay* akan menyebabkan distorsi pada sinyal. Gambar 4.18 menunjukkan *group delay* pada sistem. Pada frekuensi keempat terjadi *group delay* yang cukup besar dan melewati batas maksimal yaitu 13,2 ns. Hal ini mungkin menyebabkan distorsi sinyal pada frekuensi ini. Pada ketiga frekuensi lainnya besar *group delay* adalah 6,8 ns, 8,9 ns, dan 7,7 ns berturut-turut untuk frekuensi 0,95 GHz, 1,85 GHz, dan 2,35 GHz.



Gambar 4.18 Hasil simulasi *group delay* pada *quadband co-design* LNA-BPF

4.3.7 Hasil Simulasi Konsumsi Daya *Quandband* LNA

Melalui perhitungan pada Bab 3, didapat bahwa arus yang mengalir pada sistem adalah sebesar 18.0 mA dan sumber tegangan menyuplai tegangan sebesar 1.1 Volt. Konsumsi daya dapat dihitung:

$$P = VI = 17.5 \times 1.1 = 19.25 \text{ mWatt}$$

4.4 Perbandingan Hasil Simulasi LNA Sebelum dan Sesudah Co-design

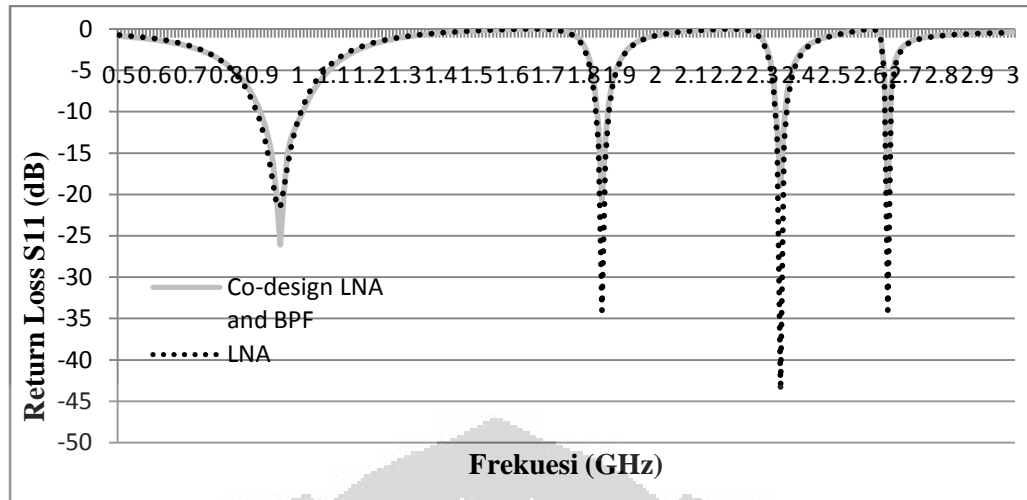
Perbandingan kinerja antara *stand alone* LNA dan *codesign* LNA dan BPF dapat dilihat pada tabel 4.1 berikut.

Tabel 4.1 Parameter kinerja LNA dan *co-design* LNA dan BPF

Parameter	Sebelum <i>co-design</i>				Setelah <i>co-design</i>			
	f_1	f_2	f_3	f_4	f_1	f_2	f_3	f_4
S_{11} (dB)	-21.5	-34.0	-43.7	-34	-26.0	-20.6	-18.9	-19.6
S_{21} (dB)	20.8	14.03	9.95	7.87	19.26	16.18	14.35	13.23
NF (dB)	1.49	0.59	0.57	0.67	1.50	0.62	0.609	0.708
<i>Group delay</i> (ns)	1.1	3.1	3.5	8.2	6.8	8.9	7.7	13.2
Daya	1,98 mW				1,925 mW			

4.4.1 Perbandingan Hasil Simulasi dan Analisa S_{11}

Gambar 4.19 menunjukkan perbandingan antara nilai S_{11} yang dicapai pada keempat frekuensi kerja LNA. Nilai *return loss* setelah LNA di-*co-design* mengalami kenaikan dibandingkan dengan sebelum *co-design*. Memang semakin kecil nilai S_{11} , respon LNA semakin baik, tetapi untuk kasus ini, kinerja LNA kurang lebih masih sama dalam hal *return loss*-nya. LNA setelah *co-design* masih jauh lebih baik daripada target perancangan LNA ini.

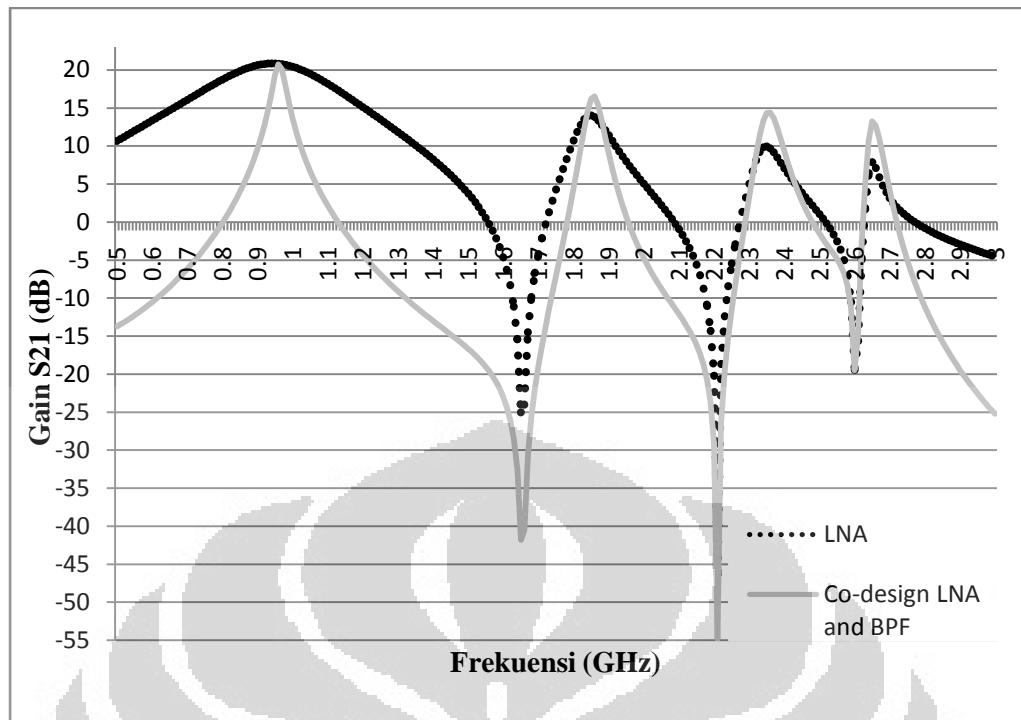


Gambar 4.19 Perbandingan S_{11} LNA sebelum dan sesudah *co-design*

4.4.2 Perbandingan Hasil Simulasi dan Analisa S_{21}

Penguatan yang dihasilkan oleh *co-design* LNA dan BPF lebih baik daripada LNA. Besar faktor penguatan LNA setelah *co-design* adalah 19.26 dB, 16.18 dB, 14.35 dB, dan 13.23 dB sedangkan sebelum *co-design* nilai penguatannya sebesar 20.8 db, 14.03 dB, 9.95 dB, dan 7.87 dB berturut-turut untuk frekuensi 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz. Terlihat bahwa besar penguatannya meningkat berturut-turut 2 dB, 5 dB, dan 6 dB pada frekuensi 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz. Sedangkan pada frekuensi 0.95 GHz, nilai penguatannya berkurang 1 dB.

Pada Gambar 4.20, terlihat bahwa kurva penguatan sebelum *co-design* berbentuk seperti respon pada *wideband* LNA. Kondisi ini kurang menguntungkan karena LNA mungkin tetap menguatkan frekuensi lain di sekitar frekuensi kerja. Sedangkan setelah *co-design*, respon gain menjadi lebih baik dengan bentuk kurva yang penguatannya lebih sempit dalam hal frekuensi yang dikuatkan. Dapat disimpulkan bahwa dari baik dari segi besar faktor penguatan maupun dari jangkauan frekuensi yang dikuatkan, LNA yang di-*co-design* dengan BPF memiliki kinerja yang lebih baik.

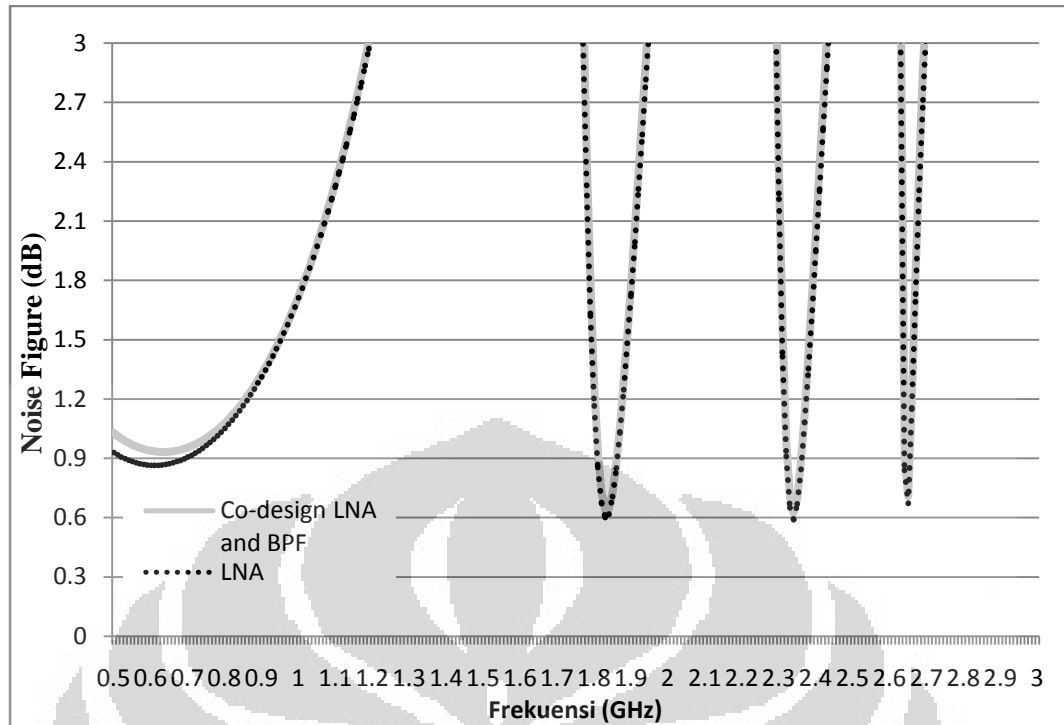


Gambar 4.20 Grafik perbandingan *gain* LNA sebelum dan sesudah *co-design*

4.4.3 Perbandingan Hasil Simulasi dan Analisa NF

Dari Gambar 4.21 terlihat bahwa sebelum *co-design*, NF dari LNA yang dirancang pada frekuensi 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz adalah berturut-turut sebesar 1.49 dB, 0.59 dB, 0.57 dB, dan 0.67 dB. Sedangkan setelah *co-design* nilai NF-nya adalah sebesar 1.50 dB, 0.62 dB, 0.609 dB, dan 0.708 dB. Terdapat kenaikan besar NF sebesar maksimal 0.1 dB pada setiap frekuensi. Kenaikan ini diakibatkan oleh naiknya *gain* pada LNA. Seperti yang dijelaskan pada bab 2, terdapat *trade-off* antara *gain* dan NF. Jika *gain* meningkat maka NF juga meningkat, begitu pula sebaliknya. NF yang dihasilkan sangat baik dan sangat jauh lebih kecil dibanding target perancangan

Dari parameter ini, dapat disimpulkan bahwa LNA setelah *co-design* mempunyai kinerja yang sangat baik.



Gambar 4.21 NF LNA sebelum dan sesudah *co-design*

4.4.4 Perbandingan Hasil Simulasi dan Analisa Konsumsi Daya

Dengan suplai tegangan yang sama, LNA yang telah di-*co-design* memakai daya lebih sedikit yaitu sebesar 19,25 mW, sedangkan sebelum di-*co-design*, daya yang dihabiskan adalah sebesar 19,8 mW.

BAB 5

KESIMPULAN

Berdasarkan hasil perancangan dan analisa kinerja LNA, maka dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

1. Telah dirancang *concurrent quadband* LNA pada frekuensi tengah 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz dengan kinerja:
 - a. Tingkat kestabilan LNA berada diatas 1 pada seluruh frekuensi.
 - b. Pada keempat frekuensi kerja S_{11} LNA bernilai antara -21.566 dB hingga -34.02 dB.
 - c. *Gain* bernilai antara 7.78 dB dan 20.85 dB
 - d. NF terkecil yaitu 0.578 pada frekuensi 2.35 GHz. Sedangkan NF terbesar terjadi pada frekuensi 0.95 GHz yaitu 1.493 dB
 - e. LNA ini menghabiskan daya 19.8 mWatt.
2. Telah disimulasikan sebuah *Quadband* BPF yang juga bekerja pada frekuensi 0.95 GHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz.
3. Metode *co-design* dengan LNA dan BPF memiliki kriteria yang lebih baik daripada LNA, khususnya pada S_{21} dan konsumsi daya.

DAFTAR REFERENSI

- [1] Petty, Christy. (2011, Agustus). *Gartner Says Worldwide Mobile Connections Will Reach 5.6 Billion in 2011 as Mobile Data Services Revenue Totals \$314.7 Billion*. 1 Mei 2012. <http://www.gartner.com/it/page.jsp?id=1759714>.
- [2] Park,S. dan Kim,W. "*Design of A 1.8GHz Low-Noise Amplifier for RF Front-End in AA 0.8um CMOS Technology*". *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 47, pp. 10-15, Feb 2001.
- [3] Kao, C.Y., Chiang,Y.T., dan Yang, J.R. "A *Concurrent Multi-Band Low-Noise Amplifier for WLAN/WiMAX Applications*". IEEE International Conference on Electro/Information Technology, 2008.
- [4] Dao,VK., Choi,B.G, dan Park, C.S. "*A Dual-band CMOS RF Front-end for 2.4/ 5.2 GHz Applications*". Radio and Wireless Symposium, pp. 145-148, Jan 2007.
- [5] Li, W-C., Wang, C-S., dan Wang, W.K. "*A 2.4-GHz/ 3.5-GHz/ 5-GHz Multi-Band LNA with Complementary Switched Capacitor Multi-Tap Inductor in 0.18um CMOS*". VLSI Design, Automation and Test, pp. 1-4, April 2006.
- [6] C.Garuda dan M. Ismail. "*A Multi-band CMOS RF Front-end for 4G WiMAX and WLAN Applications*". ISCAS 2006 Proceedings, vol. 1, pp.3049-3052, May 2006.
- [7] Wang, C.S., Li, W-C., dan Wang, W.K. "*A Multi-Band Multi-Standard RF Front-End For IEEE 802.16a and IEEE 802.11a/b/g Applications*". ISCAS 2005, vol.4, pp. 3974-3977, May 2005.
- [8] Jang, Y., Seong, Y., Choi, J., "A *Concurrent Triple-band CMOS LNA Design for 4G Applications*". Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Moscow, Russia, August 18-21, 2009.

- [9] Vidojkovic,V., Tang,J., Hanssen,E., Leeuwenburgh,A., dan Van Roermund,A., “*Fully Integrated DECT/ Bluetooth Multiband LNA in 0.18 μ m CMOS*”. International Symposium on Circuits and Systems. May 2004.
- [10] Andersson,S. “*Multiband LNA Design and RF-Sampling Front-Ends for Flexible Wireless Receivers*”. Linköping University Electronic Press. 2006.
- [11] Amor, M. B., A. Fakhfakh, H. Mnif, and M. Loulou, “*Dual Band CMOS LNA Design With Current Reuse Topology*.” International Conference on Design and Test of Integrated Systems in Nanoscale Technology, 57{61, Tunis, Tunisia, September 2006.
- [12] Amor, M. B., A. Fakhfakh, H. Mnif, dan M. Loulou, “*Dual Band CMOS LNA Design With Current Reuse Topology*”. International Conference on Design and Test of Integrated Systems in Nanoscale Technology, 57{61, Tunis, Tunisia, September 2006.
- [13] Sapone, G, G. Palmisano. “*A 3–10-GHz Low-Power CMOS Low-Noise Amplifier for Ultra-Wideband Communication*”. IEEE Trans.Microw.Theory Tech., Vol.59, No.3, 678–686, Mar. 2011.
- [14] Perumana, B. G., J.C. Zhan, S. S. Taylor, B. R. Carlton, dan J.Laskar. “*Resistive-Feedback CMOS Low-Noise Amplifiers for Multiband Applications*”. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol.56, No.5,1228–1225, 2008.
- [15] He, K.-H., M.-T. Li, C.-M. Li, dan J.-H. Tarnng. “*Parallel- RC Feedback Low-Noise Amplifier for UWB Applications*”. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Vol.57,No.8,582–586, 2010.
- [16] Ismail,A, A.A.Abidi. “*A 3–10-Ghz Low-Noise Amplifier with Wideband Lc-Ladder Matching Network*”. IEEE Journal of Solid- State Circuits, Vol.39,No.12, 2269–2277. Dec 2004.

- [17] Li, J.-Y., W.-J. Lin, M.-P. Houg, dan L.-S. Chen. "A Compact Wideband Matching 0.18- μm CMOS UWB Low-Noise Amplifier Using Active Feedback Technique". Progress in Electromagnetics Research C, Vol.16, 161–169. 2010.
- [18] Dorafshan, A., dan M. Soleimani. "High Gain CMOS Low Noise Amplifier for Ultra Wide-Band Wireless Receiver". Progress in Electromagnetics Research C, Vol.7, 183–191, 2009.
- [19] Wong, S.-K., F. Kung Wai Lee, S. Maisurah, M.N.B. Osman, dan S.J. Hui. "Design of 3 to 5 GHz CMOS Low Noise Amplifier for Ultra-Wide Band (UWB) System". Progress in Electromagnetics Research C, Vol.9, 25–34, 2009.
- [20] Zito, D. dan Fonte, A. "Dual-Input Pseudo-Switch RF Low Noise Amplifier" IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Volume: 57, Issue: 9, Page(s): 661 - 665. 2010
- [21] Peng, W., Qing, H., Jian, W., Yaqin, C. "Design of C-band Low Noise Amplifier with Switch". International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Page(s): 1 - 3. 2007.
- [22] Malmqvist, R., P. Rantakari, C. Samuelsson, M. Lahti, S. Cheng, dan J. Saijets. "RF MEMS Based Impedance Matching Networks for Multi-Band Microwave Low Noise Amplifiers". Proc. International Semiconductor Conf., 303–306, 2009.
- [23] Okazaki, H., K. Kawai, A. Fukuda, T. Furuta, dan S. Narahashi. "Reconfigurable amplifier towards enhanced selectivity of future multi-band mobile terminals". International Microwave Workshop Series on RF Front-ends for Software Defined and Cognitive Radio Solutions, 1–4, 2010.
- [24] Tzeng, F., A. Jahanian, dan P. Heydari. "A Multiband Inductor-Reuse CMOS Low-Noise Amplifier". IEEE Transactions on Circuits and Systems

- II: Express Briefs, Vol.55, No.3, 209–213. 2008.
- [25] Lu, L.-H., H.-H., Hsieh, Y.-S., Wang. “A Compact 2.4/ 5.2- GHz CMOS Dual-Band Low-Noise Amplifier”. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.15, No. 10, 685–687, Oct. 2005.
- [26] Hale, C.; Baeten, R. "A 1 mm² Flip-Chip SP3T Switch And Low Noise Amplifier RFIC FEM for 802.11b/g Applications". IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Page(s): 208 - 211. 2010.
- [27] Hashemi, H. dan A.Hajimiri. “Concurrent Multiband Low-Noise Amplifiers — Theory, Design, And Applications”. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol.50, No.1, 288–301, 2002.
- [28] Kao, C.-Y., Y.-T. Chiang, J.-R. Yang. “A Concurrent Multi- Band Low-Noise Amplifier for WLAN/ WiMAX Applications”. Proc. International Electro. Information Technology Conf., 514–517, 2008.
- [29] Jhon, H.-S., I. Song, J. Jeon, H. Jung, M. Koo, B.-G. Park, J. D. Lee, dan H. Shin. “8mW 1,7 / 2,4 GHz Dual-Band CMOS ISM-Band Application”. IEEE Electronics Letters, Vol. 44, No. 23, 1353-1354, Nov. 2008.
- [30] Kargaran, E., dan B. Madadi. “Design of a Novel Dual-Band Concurrent CMOS LNA With Current Reuse Topology”. Int. Conf. on Networking and Information Technology, 386-388, Jun. 2010.
- [31] Hsiao, C.-L. dan Y.-L. Huang. ”A Low Supply Voltage Dualband Low Noise Amplifier Design”. The 13th IEEE Int. Symp. on Consumer Electronics, 339-341, May 2009.
- [32] Ma, R. dan Zhang, W., “Co-design of Dual-band Low Noise Amplifier and Band-pass Filter”. Int Symposium on Electromagnetic Compatibility, April. 2010.
- [33] S. Wu, B. Razavi. “A 900 MHz/1.8 GHz CMOS Receiver for Dual Band

- Applications*". IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, no. 12, pp. 2178-2185, December 1998
- [34] R. Magoon, I. Koullias, L. Steigerwald, W. Domino, N. Vakilian, E. Ngompe, M. Damgaard, K. Lewis, A. Molnar. "A *Triple-Band 900/1800/1900 MHz Low-Power Image-Reject Front-End for GSM*". in IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Dig. Tech. Papers, February 2001, pp. 408-409.
- [35] J. Janssens, J. Crols, M. Steyaert, "A *10 mW Inductorless, Broadband CMOS Low Noise Amplifier For 900 MHz Wireless Communications*". IEEE Custom Integrated Circuits Conf., May 1998, pp. 75-78.
- [36] B. Razavi, RFMicroelectronics. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998.
- [37] Silva, F. G. S., Lima, Robson N., Freire, Raimundo. "Design *Methodology for Concurrent Impedance Matching Networks Based on Multiresonant Circuits*". IEEE. 2011.
- [38] Simanjuntak, Daniel. "Perancangan *Quadband Bandpass Filter Dengan Menggunakan Komponen Lumped Pada Frekuensi 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, Dan 2.65 GHz*". Depok: Universitas Indonesia. 2012.