



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN LOW NOISE AMPLIFIER DAN
BANDPASS FILTER PADA SISTEM RECEIVER PAYLOAD
KOMUNIKASI INUSAT**

SKRIPSI

Disusun Oleh :

RHYANDO ANGGORO ADI

0706267931

FAKULTAS TEKNIK

PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO

DEPOK

JUNI 2011



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN LOW NOISE AMPLIFIER DAN
BANDPASS FILTER PADA SISTEM RECEIVER PAYLOAD
KOMUNIKASI INUSAT**

SKRIPSI

Diajukan sebagai salah satu syarat memperoleh gelar sarjana teknik

Disusun Oleh :

RHYANDO ANGGORO ADI

0706267931

FAKULTAS TEKNIK

PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO

DEPOK

JUNI 2011

ii

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Rhyando Anggoro Adi

NPM : 0706267931

Tanda Tangan : 

Tanggal : 13 JULI 2011

HALAMAN PENGESAHAN

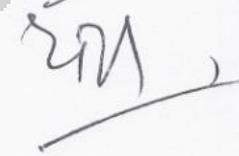
Skripsi ini diajukan oleh :
Nama : Rhyando Anggoro Adi
NPM : 0706267931
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Skripsi : Rancang Bangun Low Noise Amplifier dan
Bandpass Filter Pada Sistem Receiver Payload
Komunikasi liNUSAT

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

DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Ir. Muhammad Asvial M. Eng. PhD.
NIP : 196804061994031001

Penguji : Prof. Dr. Ir Eko Tjipto Rahardjo M.Sc. ()
NIP : 195804221982031003

Penguji : Dr. Ir. Arman D. Diponegoro ()
NIP : 194811131985031001

Ditetapkan di : Depok
Tanggal : 30 Juni 2011

KATA PENGANTAR

Puji dan syukur penulis hantarkan pertama-tama kepada Tuhan Yang Maha Esa, yang oleh karena berkat dan karunia-Nyalah penulis dapat menyelesaikan seluruh kegiatan pembuatan skripsi ini dengan baik. Rasa terima kasih juga penulis hantarkan kepada pihak-pihak yang selalu mendukung penulis baik dalam pembuatan skripsi ini, yaitu :

- Ir. Muhammad Asvial M. Eng. PhD. selaku pembimbing skripsi, Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo M.sc, dan Dr. Ir. Arman D. Diponegoro selaku dosen Departemen Elektro, Fakultas Teknik Universitas Indonesia yang telah membimbing, memberikan masukan, dan arahan kepada penulis.
- Ir. Agus Sudarsono dan Heriani Tanudjaja selaku orang tua dari penulis yang telah memberikan dukungan baik secara material dan moral.
- Dr. Gunawan Setyo Prabowo, Dwiyanto, dan Suryadi Tanuwijaya selaku Rekan dalam program Inspire yang telah memberikan masukan pada penulis.
- M. H. B. A Anggia Kandhi, S.H., Rizky Agung Tri Atmaja, Catur Aprianto, ST, Abdullah Umar, Ade Yurianto, Ardy Thiotrisno, Azlul Fadhly Oka, Chandra Gunawan, Erwin Sugijono, Indra W. Gumilang, Irwan Sukma Darmawan, M. Taufik, Rudi Saputra, dan Teguh Firmansyah selaku rekan penulis yang telah memberikan dukungan dalam pengerjaan skripsi ini.

Dalam pembuatan skripsi ini, penulis menyadari terdapatnya banyak kesalahan. Oleh karena itu penulis memerlukan saran dan kritik yang dapat membangun skripsi ini di masa yang akan datang. Akhir kata, penulis meminta maaf atas segala kekurangan yang terdapat pada skripsi ini. Semoga laporan ini dapat bermanfaat dalam segala hal bagi pembaca. Terima kasih.

Depok, 13 Juli 2011

penulis

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

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

Nama : Rhyando Anggoro Adi
NPM : 0706267931
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 :

Rancang Bangun Low Noise Amplifier dan Bandpass Filter pada Sistem Receiver Payload Komunikasi IiNUSAT

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

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok

Pada Tanggal : 13 Juli 2011

Yang menyatakan



(Rhyando Anggoro Adi)

ABSTRAK

Nama : Rhyando Anggoro Adi
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Rancang Bangun Low Noise Amplifier dan Bandpass Filter pada Sistem Receiver Payload Komunikasi IiNUSAT

Skripsi ini membahas tentang rancang bangun sistem receiver pada payload komunikasi IiNUSAT (*Indonesian Inter University Satelite*) yang mempunyai orbit LEO (*low earth orbit*) sun synchrounous dengan ketinggian 700 Km, payload komunikasi dengan jenis *regenerative*, sistem receiver dengan jenis *superheterodyne*, dan frekuensi kerja 145.95 MHz. Pembahasan akan dilakukan lebih spesifik pada low noise amplifier (LNA) dan bandpass filter (BPF).

LNA dan BPF disimulasikan dengan menggunakan perangkat lunak *advanced design system* (ADS). LNA mempunyai spesifikasi kelas A dengan menggunakan komponen aktif *bipolar transistor junction* (BJT) 2SC5006 yang dirancang dengan menggunakan smith chart dan mempunyai hasil simulasi gain 22.8 dB serta noise figure 1.2 dB pada frekuensi 145.95 MHz. Hasil fabrikasi LNA menunjukkan pergeseran frekuensi kerja menjadi 70.279 MHz. Bandpass filter mempunyai tipe butterworth orde lima yang dirancang dengan metode insertion loss dan mempunyai nilai bandwidth 20 MHz serta insertion loss -4.2×10^{-10} dB pada frekuensi 145.95 MHz. Hasil fabrikasi BPF menunjukkan pergeseran frekuensi kerja menjadi 120.264 MHz.

Adanya perbedaan hasil simulasi dan hasil fabrikasi disebabkan oleh bentuk dan deviasi komponen pasif serta saluran transmisi dan diskontinuitas saluran transmisi yang menyebabkan pengaruh pada respon frekuensi yang dihasilkan karena terdapat reaktansi parasitik berupa komponen pasif induktor dan kapasitor pada rangkaian ekuivalen keduanya.

Hasil simulasi untuk rangkaian gabungan LNA dan BPF menunjukkan nilai gain 22.6978 dB yang menunjukkan LNA dapat menanggulangi loss pada sistem receiver termasuk insertion loss pada BPF.

Kata Kunci : nanosatelit, payload komunikasi, receiver, IiNUSAT, Inspire, LEO, bandpass filter, low noise amplifier, gain, noise figure, bandwidth, insertion loss

ABSTRACT

Name : Rhyando Anggoro Adi
Study Program : Electrical Engineering
Title : Low Noise Amplifier and Bandpass Filter Design for
iNUSAT Payload Communication Receiver System

Receiver system on payload communication of iNUSAT (Indonesian Inter University Satellite) has sun synchronous LEO (low earth orbit) with 700 Km altitude, regenerative payload communication, superheterodyne receiver, and 145.95 MHz operating frequency. Study will be done specifically on low noise amplifier (LNA) and bandpass filter (BPF).

Advanced design system (ADS) software is used to simulate LNA and BPF. Low noise amplifier (LNA) with class A specification and 2SC5006 bipolar junction transistor (BJT) active component is designed with smith chart and shows simulation results of 22.8 dB gain and 1.2 dB noise figure at 145.95 MHz operating frequency. Fabrication result of LNA showed a shift in operating frequency of 70.279 MHz. Bandpass filter (BPF) with five orde butterworth type is designed with insertion loss method and shows simulation results of 20 MHz bandwidth and -4.2×10^{-10} dB insertion loss at 145.95 MHz operating frequency. Fabrication result of BPF showed a shift in operating frequency of 120.264 MHz.

The difference on simulation and fabrication result are caused by not only the shape and deviation of passive components but also transmission lines and discontinuity of transmission lines which has parasitic component of inductor and capacitor in their equivalent circuit.

Simulation result on combination of LNA and BPF circuit is 22.6978 dB gain which show that LNA can compensate loss in receiver system, including insertion loss in BPF.

Key Word : nanosatellite, payload communication, receiver, iNUSAT, Inspire, LEO, bandpass filter, low noise amplifier, gain, bandwidth, noise figure, insertion loss

DAFTAR ISI

| | |
|--|----------|
| HALAMAN JUDUL..... | ii |
| HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS | iii |
| HALAMAN PENGESAHAN | iv |
| KATA PENGANTAR | v |
| HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI | vi |
| TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS | vi |
| ABSTRAK | vii |
| ABSTRACT | viii |
| DAFTAR ISI | ix |
| DAFTAR GAMBAR | xi |
| DAFTAR TABEL | xiii |
| DAFTAR LAMPIRAN | xiv |
| BAB 1. PENDAHULUAN..... | 1 |
| 1.1. Latar Belakang..... | 1 |
| 1.2. Tujuan..... | 6 |
| 1.3. Pembatasan Masalah | 6 |
| 1.4. Sistematika Penulisan..... | 7 |
| BAB 2. LOW NOISE AMPLIFIER DAN BANDPASS FILTER PADA SISTEM KOMUNIKASI SATELIT | 8 |
| 2.1. Nanosatelit | 8 |
| 2.2. Orbit Satelit..... | 9 |
| 2.3. Alokasi Frekuensi | 10 |
| 2.4. Sistem Satelit | 10 |
| 2.5. Hubungan Komunikasi Satelit | 12 |
| 2.6. Subsistem Satelit | 13 |
| 2.6.1. Bus atau Platform..... | 13 |
| 2.6.2. Payload | 14 |
| 2.7. Payload Komunikasi | 14 |
| 2.8. Superheterodyne Receiver..... | 16 |
| 2.9. Parameter-Parameter Umum Dalam Pengukuran | 18 |
| 2.9.1. Model saluran Transmisi | 18 |
| 2.9.2. Scattering Parameter | 20 |
| 2.9.3. Smith Chart..... | 21 |
| 2.10. Low Noise Amplifier (LNA) | 23 |
| 2.10.1. Kelas Amplifier | 24 |
| 2.10.2. Voltage Divider DC Biasing | 26 |
| 2.10.3. Stabilitas..... | 28 |
| 2.10.4. Lingkaran Available Gain..... | 30 |
| 2.10.5. Lingkaran Noise Figure | 31 |
| 2.10.6. Impedance Matching | 33 |
| 2.11. Band Pass Filter (BPF) | 35 |
| 2.11.1. Karakterisasi Power Loss Ratio | 37 |
| 2.11.2. Low Pass Prototype Butterworth..... | 38 |
| 2.11.3. Band Pass Filter Butterworth | 40 |
| 2.11.4. Respon Frekuensi dan Respon Waktu Band Pass Filter .. | 43 |

| | |
|--|------------|
| BAB 3. PERANCANGAN LOW NOISE AMPLIFIER DAN BANDPASS FILTER PADA SISTEM RECEIVER IINUSAT | 45 |
| 3.1. Parameter Perancangan IINUSAT | 45 |
| 3.2. Konsep Operasi | 49 |
| 3.3. Perancangan Sistem Receiver | 50 |
| 3.4. Perancangan Low Noise Amplifier | 53 |
| 3.4.1. Spesifikasi Low Noise Amplifier | 53 |
| 3.4.2. Pemilihan Kelas LNA | 54 |
| 3.4.3. Pemilihan Transistor | 55 |
| 3.4.4. DC Biasing | 56 |
| 3.4.5. Stabilitas Transistor | 60 |
| 3.4.6. Optimalisasi Noise Figure | 60 |
| 3.4.7. Impedance Matching | 61 |
| 3.4.8. Fabrikasi Low Noise Amplifier | 67 |
| 3.5. Perancangan Bandpass Filter | 67 |
| 3.5.1. Spesifikasi Bandpass Filter | 68 |
| 3.5.2. Pemilihan Jenis Bandpass Filter | 68 |
| 3.5.3. Penentuan Elemen Prototipe Bandpass Filter | 69 |
| 3.5.4. Transformasi Lowpass ke Bandpass Filter | 71 |
| 3.5.5. Transformasi Impedansi dan Frekuensi | 72 |
| 3.5.6. Ketersediaan Komponen | 74 |
| 3.5.7. Optimalisasi dan Konsiderasi Deviasi | 74 |
| 3.5.8. Fabrikasi Bandpass Filter | 77 |
| BAB 4. HASIL SIMULASI DAN ANALISIS | 78 |
| 4.1. Low Noise Amplifier (LNA) | 78 |
| 4.1.1. Analisis DC Biasing | 78 |
| 4.1.2. Analisis Kestabilan | 80 |
| 4.1.3. Analisis Lingkaran Available Gain dan Noise Figure Optimum | 83 |
| 4.1.4. Analisis Impedance Matching | 89 |
| 4.1.5. Analisis Hasil Simulasi | 91 |
| 4.1.6. Analisis Fabrikasi | 97 |
| 4.2. Bandpass Filter | 100 |
| 4.2.1. Analisis Ketersediaan Komponen | 100 |
| 4.2.2. Analisis Konsiderasi Deviasi dan Optimalisasi | 101 |
| 4.2.3. Analisis Respon Frekuensi | 103 |
| 4.2.4. Analisis Respon Waktu | 108 |
| 4.2.5. Analisis Fabrikasi | 108 |
| 4.3. Analisis Rangkaian Gabungan | 111 |
| BAB 5. KESIMPULAN | 113 |
| DAFTAR REFERENSI | 114 |
| LAMPIRAN | 117 |

DAFTAR GAMBAR

| | |
|--|----|
| Gambar 2.1. Cubesat..... | 8 |
| Gambar 2.2. Orbit Satelit | 9 |
| Gambar 2.3. Alokasi Frekuensi | 10 |
| Gambar 2.4. Sistem Satelit | 12 |
| Gambar 2.5. Hubungan Komunikasi Satelit..... | 13 |
| Gambar 2.6. Subsistem <i>Space Segment</i> | 13 |
| Gambar 2.7. <i>Transparent Payload</i> | 15 |
| Gambar 2.8. <i>Regenerative Payload</i> | 16 |
| Gambar 2.9. Superheterodyne Receiver | 16 |
| Gambar 2.10. Image Frequency | 17 |
| Gambar 2.11. Superheterodyne Receiver Dual Konversi Frekuensi | 18 |
| Gambar 2.12. Gambar Saluran Transmisi Lossless | 18 |
| Gambar 2.13. Rangkaian 2 Port..... | 21 |
| Gambar 2.14. Smith Chart Berdasarkan Koefisien Refleksi..... | 22 |
| Gambar 2.15. Smith Chart Berdasarkan Impedansi Beban Ternormalisasi..... | 23 |
| Gambar 2.16. Sistem Amplifier..... | 23 |
| Gambar 2.17. Grafik Karakteristik Transistor..... | 24 |
| Gambar 2.18. Rangkaian Voltage Divider Bias | 26 |
| Gambar 2.19. Rangkaian Aproksimasi Voltage Divider Bias..... | 27 |
| Gambar 2.20. Koefisien Refleksi Pada Amplifier | 28 |
| Gambar 2.21. Area Kestabilan Pada Smith Chart Untuk Bidang Γ_L | 29 |
| Gambar 2.22. Stabilisasi Port Output | 30 |
| Gambar 2.23. Rangkaian Matching | 33 |
| Gambar 2.24. Rangkaian PI dan T Matching | 33 |
| Gambar 2.25. Pengaruh Penambahan Induktor dan Kapasitor | 34 |
| Gambar 2.26. Respon Passband Rangkaian Resonansi | 35 |
| Gambar 2.27. Rangkaian Resonansi RLC..... | 36 |
| Gambar 2.28. Perbandingan Tipe-Tipe Filter | 37 |
| Gambar 2.29. Rangkaian Low Pass Filter Sederhana..... | 38 |
| Gambar 2.30. Ladder Network..... | 39 |
| Gambar 2.31. Karakteristik Atenuasi Butterworth Filter..... | 40 |
| Gambar 2.32. Transformasi Low Pass Menjadi Bandpass | 41 |
| Gambar 2.33. Bandpass Frequency Transformation. (a) low pass filter prototype untuk $\omega c = 1$. (b) Transformasi ke respon bandpass | 42 |
| Gambar 3.1. BER FSK dan PSK | 48 |
| Gambar 3.2. Konsep Operasi | 49 |
| Gambar 3.3. RF Front End | 51 |
| Gambar 3.4. Flow Chart Perancangan Low Noise Amplifier | 53 |
| Gambar 3.5. Rangkaian Simulasi Karakteristik I_C Vs V_{CE} 2SC5006..... | 57 |

| | |
|--|-----|
| Gambar 3.6. Rangkaian Simulasi Karakteristik I_C Vs V_{BE} 2SC5006..... | 58 |
| Gambar 3.7. Rangkaian Biasing 2SC5006..... | 59 |
| Gambar 3.8. Rangkaian Analisis Kestabilan..... | 60 |
| Gambar 3.9. Konsep Impedance Matching ADS | 61 |
| Gambar 3.10. Rangkaian Impedance Matching | 62 |
| Gambar 3.11. Input Impedance Matching..... | 63 |
| Gambar 3.12. Output Impedance Matching | 64 |
| Gambar 3.13. Rangkaian LNA Noise Figure Optimum | 65 |
| Gambar 3.14. Proses Tuning Return Loss Maksimum | 66 |
| Gambar 3.15. Rangkaian LNA..... | 66 |
| Gambar 3.16. Flow Chart Perancangan Bandpass Filter | 67 |
| Gambar 3.17. Prototype Lowpass Filter Untuk $N=5$ | 71 |
| Gambar 3.18. Prototype Bandpass Filter Untuk $N=5$ | 71 |
| Gambar 3.19. Bandpass Filter Bandwidth 5 MHz..... | 75 |
| Gambar 3.20. Rangkaian Bandpass Filter bandwidth 20 MHz | 76 |
| Gambar 3.21. Bandpass Filter Fabrikasi | 77 |
| Gambar 4.1. Grafik I_C Vs V_{CE} | 79 |
| Gambar 4.2. Grafik I_C Vs V_{BE} | 79 |
| Gambar 4.3. Lingkaran Kestabilan Input dan Output..... | 81 |
| Gambar 4.4. Lingkaran Kestabilan Setelah Implementasi Resistor | 83 |
| Gambar 4.5. Gambar Lingkaran Noise Figure dan Gain | 85 |
| Gambar 4.6. Gambar Lingkaran Noise Figure dan Gain $R_{stable} = 50 \text{ ohm}$ | 87 |
| Gambar 4.7. Hasil Simulasi Noise Figure $R_{stable} = 50 \text{ ohm}$ | 88 |
| Gambar 4.8. Hasil Simulasi Impedance Matching Noise Figure Optimum | 89 |
| Gambar 4.9. Respon Frekuensi LNA..... | 92 |
| Gambar 4.10. Grafik VSWR LNA | 94 |
| Gambar 4.11. Grafik Noise Figure LNA | 95 |
| Gambar 4.12. Grafik Kestabilan LNA | 95 |
| Gambar 4.13. Perbedaan Respon frekuensi LNA Fabrikasi dan Simulasi | 96 |
| Gambar 4.14. Sensitifitas Respon Frekuensi LNA 5%..... | 98 |
| Gambar 4.15. Hasil Simulasi Perhitungan Deviasi BPF 5 MHz..... | 102 |
| Gambar 4.16. Simulasi Perhitungan Deviasi BPF 20 MHz | 103 |
| Gambar 4.17. Respon Frekuensi Bandpass Filter $BW=20 \text{ MHz}$ | 104 |
| Gambar 4.18. Respon Frekuensi Bandpass Filter $BW=20 \text{ MHz}$ (pelebaran) | 106 |
| Gambar 4.19. VSWR Input dan Output Rangkaian Gabungan..... | 106 |
| Gambar 4.20. Return Loss S_{22} dan S_{11} Pada BPF $BW=20 \text{ MHz}$ | 107 |
| Gambar 4.21. Perbedaan Respon frekuensi BPF Fabrikasi dan Simulasi | 107 |
| Gambar 4.22. Fasa dan Group Delay Dari Respon Waktu | 108 |
| Gambar 4.23. Sensitifitas Respon Frekuensi Bandpass Filter 5% | 109 |
| Gambar 4.24. Sensitifitas Respon Frekuensi Bandpass Filter 1% | 110 |
| Gambar 4.25. Hasil Simulasi Gabungan..... | 111 |

DAFTAR TABEL

| | |
|---|----|
| Tabel 2.1. Bus / Platform | 14 |
| Tabel 2.2. Nilai Elemen Low Pass Filter Prototype | 39 |
| Tabel 3.1. Spesifikasi IiNUSAT..... | 45 |
| Tabel 3.2. Protokol Pengiriman Data..... | 50 |
| Tabel 3.3. Spesifikasi Low Noise Amplifier | 54 |
| Tabel 3.4. Spesifikasi Transistor 2SC5006 | 56 |
| Tabel 3.5. Nilai <i>Input Impedance Matching</i> | 63 |
| Tabel 3.6. Nilai <i>Output Impedance Matching</i> | 64 |
| Tabel 3.7. Spesifikasi Bandpass Filter | 68 |
| Tabel 3.8. Nilai Elemen Bandpass Filter Terskalasisasi BW = 30 KHz..... | 72 |
| Tabel 3.9. Nilai Elemen Bandpass Filter Terskalasisasi BW = 5 MHz..... | 73 |
| Tabel 3.10. Nilai Elemen Bandpass Filter Terskalasisasi BW = 20 MHz | 73 |
| Tabel 3.11. Konsiderasi Deviasi Bandpass Filter BW = 5 MHz..... | 75 |
| Tabel 3.12. Konsiderasi Deviasi Bandpass Filter BW = 20 MHz..... | 76 |
| Tabel 4.1. Hasil Simulasi DC Biasing | 80 |
| Tabel 4.2. S parameter Sebelum Penempatan Resistor..... | 80 |
| Tabel 4.3. S parameter $R_{stable} = 30$ ohm | 82 |
| Tabel 4.4. Lingkaran gain $R_{stable} = 30$ ohm | 83 |
| Tabel 4.5. Lingkaran Noise Figure $R_{stable} = 30$ ohm..... | 84 |
| Tabel 4.6. Perbandingan Nilai Z_S , Z_L , dan G_T Untuk NFmin pada $R_{stable} = 30$ ohm | 84 |
| Tabel 4.7. Karakteristik Noise Figure Minimum Untuk $R_{stable} = 30$ ohm..... | 85 |
| Tabel 4.8. Perbandingan Nilai Z_S , Z_L , MAG dan NF Untuk MAG pada $R_{stable} = 30$ ohm | 85 |
| Tabel 4.9. S parameter $R_{stable} = 50$ ohm | 86 |
| Tabel 4.10. Perbandingan Nilai Z_S , Z_L , dan G_T Untuk NFmin pada $R_{stable} = 50$ ohm | 86 |
| Tabel 4.11. Lingkaran Gain dan Noise Figure $R_{stable} = 50$ ohm..... | 86 |
| Tabel 4.12. Karakteristik Noise Figure Minimum Untuk $R_{stable} = 50$ ohm..... | 88 |
| Tabel 4.13. Perbandingan Nilai Z_S , Z_L , MAG dan NF Untuk MAG pada $R_{stable} = 50$ ohm..... | 89 |
| Tabel 4.14. S Parameter NFmin | 90 |
| Tabel 4.15. Nilai Z_{in1} dan Z_{in2} Untuk Return Loss Optimum | 93 |

DAFTAR LAMPIRAN

| | |
|---|-----|
| Lampiran 1. Datasheet 2SC5006 | 117 |
| Lampiran 2. Program Matlab LNA_kestabilan.m | 118 |
| Lampiran 3. Program Matlab LNA_ga_after30ohm.m | 118 |
| Lampiran 4. Program Matlab LNA_NF_after50ohm.m | 119 |
| Lampiran 5. Program Matlab LNA_nilai NF_after50ohm.m | 120 |
| Lampiran 6. Program Matlab LNA_sparam NFmin.m..... | 120 |
| Lampiran 7. Program Matlab LNA_kestabilan_rin.m..... | 121 |
| Lampiran 8. Rancangan Altium BPF dan LNA | 122 |
| Lampiran 9. Daftar Komponen Low Noise Amplifier dan Bandpass Filter | 122 |
| Lampiran 10. Rangkaian Perencanaan Fabrikasi Low Noise Amplifier | 123 |
| Lampiran 11. Rangkaian Simulasi Pengaruh Saluran Transmisi LNA | 124 |
| Lampiran 12. Hasil Optimasi Saluran Transmisi LNA | 125 |
| Lampiran 13. Tabel Optimalisasi Low Noise Amplifier | 127 |
| Lampiran 14. Rangkaian Simulasi Pengaruh Saluran Transmisi BPF | 127 |
| Lampiran 15. Hasil Optimasi Saluran Transmisi BPF | 128 |
| Lampiran 16. Tabel Optimalisasi Bandpass Filter | 129 |
| Lampiran 17. Representasi dan Diskontinuitas Saluran Transmisi | 130 |
| Lampiran 18. Rangkaian Gabungan LNA dan BPF | 131 |
| Lampiran 19. Hasil Fabrikasi dan Respon Frekuensi LNA Serta BPF..... | 132 |

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang

Perkembangan teknologi di bidang *nanotechnology*, *microelectronics*, dan material membuka dimensi baru bagi perkembangan satelit oleh karena ukuran satelit dapat diperkecil. Sekarang, nanosatelit yang merupakan satelit dengan ukuran dan massa yang kecil (1-10 Kg) banyak dikembangkan oleh mahasiswa dari universitas-universitas di seluruh dunia karena waktu pengembangan yang tidak terlalu lama dan lebih terjangkau dari sisi ekonomi dibandingkan dengan pengembangan satelit konvensional.[13]

Kondisi geografis Indonesia terbentang dari Sabang sampai Merauke yang terletak pada koordinat $6^{\circ}\text{LU} - 11^{\circ}\text{LS}$ dan $95^{\circ} - 141^{\circ}\text{BT}$ dan sebagian besar wilayahnya terdiri dari perairan atau laut. Wilayah yang sangat luas tersebut menjadikan Indonesia banyak memiliki tempat yang tidak terjangkau infrastruktur telekomunikasi dan belum terpantau dengan baik dalam hal batas wilayah maupun pengelolaan sumber daya alam yang berada di daerah perbatasan. Dengan wilayah yang sangat luas tersebut maka satelit merupakan teknologi yang sangat strategis untuk Indonesia. Satelit antara lain dapat digunakan oleh Indonesia untuk pemantauan perbatasan atau pengamatan aktivitas objek yang sering disebut *surveillance*, pemantauan atau pengamatan keadaan bumi yang sering disebut *remote sensing*, dan kebutuhan telekomunikasi di tempat yang tidak terjangkau oleh jaringan terrestrial.

Saat ini, Indonesia dianggap belum mampu dalam membangun satelit. Oleh karena itu program Inspire (*Indonesian Nanosatellite Platform Initiative for Research and Education*) dibentuk dengan tujuan pembuatan nanosatelit dengan nama IiNUSAT (*Indonesian Inter University Satellite*). Program Inspire beranggotakan personal dari perguruan tinggi (*Student research* dan dosen pembimbing dari UI, ITB, UGM, ITS, PENS) dan engineer (tim Inasat Lapan, tim delfi-C³ dari TU Delft, dan beberapa personal dari industri) yang

diperuntukan untuk penelitian dan pembelajaran terhadap teknologi satelit. Masing-masing anggota tim Inspire mempunyai tugas masing-masing yang berkaitan dengan perancangan IiNUSAT. Departemen Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia yang tergabung pada program inspire bertanggung jawab dalam merancang payload komunikasi dari IiNUSAT. [4]

Payload komunikasi merupakan komponen yang sangat penting dari satelit karena berfungsi sebagai repeater antara stasiun bumi yang satu dengan stasiun bumi yang lain. nanosatelit akan sangat terbatas dalam hal daya dan ukuran oleh karena bentuknya yang sangat kecil. Oleh karena itu perancangan payload komunikasi dari IiNUSAT harus dibuat dengan ukuran dan kebutuhan daya sekecil mungkin.

Payload komunikasi terdiri dari dua bagian, yaitu sistem receiver dan transmitter. Bagian transmitter digunakan untuk meradiasikan sinyal ke stasiun bumi maupun satelit lain sedangkan receiver digunakan untuk menerima sinyal yang dipancarkan oleh stasiun bumi. Sistem receiver terdiri dari beberapa macam komponen seperti filter, amplifier, local oscillator, mixer, demodulator, antenna, modem, dll agar dapat bekerja dengan baik. Terdapat beberapa jenis payload komunikasi yang digunakan oleh beberapa perancangan nanosatelit maupun satelit yang dirancang oleh beberapa referensi yang telah didapatkan. Beberapa jenis payload tersebut, yaitu :

- Berdasarkan jurnal [8][10] oleh Chris Verhoeven, tesis [11] oleh Dwi Hartanto, dan artikel [12] menjelaskan bahwa Delfi N3Xt mempunyai payload komunikasi dengan tipe *regenerative payload*. Frekuensi kerja dari bagian uplink atau receiver dari Delfi N3Xt adalah 435 MHz dengan data rate 1200 Bps dan menggunakan skema modulasi *binary phase shift keying* (BPSK). Sistem receiver dari Delfi-C³ menggunakan IC MC3362DW yang akan melakukan konversi frekuensi sebanyak tiga kali, yaitu frekuensi intermediate pertama 70 MHz, kedua 10,7 MHz, dan ketiga 455 KHz sebelum masuk ke modem. [10]

- Berdasarkan laporan tesis [5] oleh Prakash Egambaram Thopay, [18] oleh Ted Choueiri, dan [19][20] oleh Enrique Rivera, dkk dari *Institute of Microtechnology* (IMT), Swiss, menjelaskan bahwa tipe payload komunikasi yang digunakan pada SwissCube adalah *regenerative payload*. Sistem receiver yang digunakan adalah *superheterodyne receiver* dengan dual konversi frekuensi. Frekuensi kerja yang digunakan untuk bagian receiver dari cubesat adalah 145 MHz. Sistem receiver dari cubesat akan terdiri dari rangkaian *low noise amplifier*, *band pass filter*, *local oscillator*, mixer, IC SA606 yang berfungsi sebagai 2nd mixer dan demodulator, CMX469 sebagai modem dengan tipe modulasi *frequency shift keying* (FSK) dengan kecepatan data 1200 Bps, dan MSP430 sebagai microcontroller. Semua komponen diuji dengan menggunakan perangkat lunak *advanced design system* (ADS). Protokol telekomunikasi yang digunakan adalah AX25.
- Berdasarkan referensi [15] oleh Vincent Beukelaers, [16] oleh Francois Mahy, dan [17] oleh Questiaux Loïc menjelaskan bahwa OUFTI-1, nanosatelit yang dibuat oleh universitas Liège, Belgia, menggunakan strategi pemanfaatan IC ADF7021 dalam sistem RF transceivernya. Skema modulasi yang digunakan adalah GMSK untuk protokol komunikasi D-STAR dan FSK untuk protokol komunikasi AX-25. Transceiver pada OUFTI-1 akan dihubungkan dengan microcontroller dengan menggunakan IC MSP430F1612. Frekuensi kerja yang digunakan untuk sistem receiver atau uplink adalah 145 MHz.
- Berdasarkan tesis [22] oleh Derek Christopher Huerta, proyek [23] oleh Chris Noe, dan [24] oleh Bryan Klofas, menjelaskan bahwa CP1 (Cal Poly), nama nanosatelit yang dirancang, menggunakan commercial-off-the-shelf (COTS) pada sistem komunikasinya. Perangkat yang digunakan adalah Alinco DJ-C5T yang merupakan transceiver genggam yang dimodifikasi. CP1 berkomunikasi dengan menggunakan kombinasi dari kode morse dan *dual tone multi frequency* (DTMF) untuk mengkodekan data yang kemudian akan dimodulasikan oleh transceiver alinco. CP1

menggunakan dua transceiver sebagai cadangan dan beroperasi secara bergantian yang keduanya terhubung ke antenna dipole. CP1 kemudian berkembang menjadi CP2 yang menggunakan IC dalam sistem komunikasinya. CC1000 dari texas instrument digunakan untuk keperluan transceiver. LNA yang digunakan adalah IC MAX2640 dari Maxim. Perangkat lunak yang digunakan untuk mensimulasikan rancangan tersebut diatas adalah advanced design system (ADS).

- Berdasarkan tesis [25] oleh Alessandro Cuttin dari universitas trieste, Italy, menjelaskan bahwa payload komunikasi dari atmocube mempunyai jenis regenerative payload dan menggunakan IC CC1100 untuk kebutuhan transceivernya. Sinyal uplink maupun downlink akan terdapat pada range frekuensi UHF sehingga penggunaan IC CC1100 dapat digunakan. Modulasi yang digunakan adalah FSK dengan data rate 9600 baud. Protokol komunikasi yang digunakan dalam atmocube adalah AX.25.
- Berdasarkan dokumentasi [26] oleh Oscar Moreno menjelaskan bahwa compass one mempunyai jenis regenerative payload dalam sistem komunikasinya dengan menggunakan commercial-off-the-shelf (COTS) sebagai transceivernya. COTS yang digunakan adalah Alinco DJ-C5T karena ukurannya yang kecil, murah, dan mempunyai kebutuhan daya yang kecil. Frekuensi kerja yang dipakai dalam sisi uplink atau receivernya adalah 145 MHz yang digunakan sebagai penangkap *control command* dari *dual tone multi frequency* (DTMF). Compass one menggunakan modem MX 614 dengan kecepatan data 1200 Bps dan terminal node controller (TNC) PIC12F629 sebagai microcontroller.
- Berdasarkan referensi [7] oleh Thomas Mitchel Campbel IV menjelaskan bahwa FASTRAC mempunyai dua receiver dengan menggunakan frekuensi kerja 145 MHz (VHF) dan 435 MHz (UHF). Perangkat receiver yang digunakan adalah receiver kit dari hamtronics, yaitu R-451HS untuk UHF receiver dan R-100HS untuk VHF receiver. Terminal node controller (TNC) yang digunakan adalah produk kantronics KPC-9612+MX yang bekerja dengan kecepatan data 1200 Bps maupun 9600 Bps.

Terdapat empat macam rancangan payload komunikasi yang digunakan oleh beberapa nanosatelit yang sudah berhasil untuk diluncurkan dan beroperasi dengan baik, yaitu perancangan dengan menggunakan IC transceiver yang sudah terintegrasi, penggunaan COTS, penggunaan *receiver amateur radio kit* dari suatu perusahaan, dan penggabungan perancangan sistem RF secara independen dengan penggunaan IC yang mempunyai fungsi tertentu. Pembahasan dilakukan terhadap alternatif keempat, penggabungan perancangan sistem RF secara independen dengan penggunaan IC yang mempunyai fungsi tertentu dengan berdasarkan referensi [5]. Alternatif ini dipilih agar perancangan payload komunikasi ke depannya bisa lebih dikembangkan sendiri secara independen oleh orang Indonesia.

Jenis sistem payload komunikasi yang digunakan adalah *regenerative payload* yang dapat mengkonversi sinyal carrier yang diterima satelit menjadi sinyal baseband. Pada jenis ini, sinyal bisa diproses lebih lanjut lagi seperti coding, switching, amplifikasi, pendeteksian kesalahan maupun koreksi kesalahan sehingga sinyal yang akan dikirimkan kembali menuju stasiun bumi lebih kecil *error rate* nya dibandingkan dengan sistem *transparent payload* yang tidak mengkonversi sinyal ke dalam sinyal baseband dan tidak melakukan pengkoreksian kesalahan yang terjadi pada sinyal.

Sistem receiver yang digunakan adalah *superheterodyne receiver* dual konversi frekuensi. Pengkonversian sinyal sebanyak dua kali digunakan untuk menyediakan selektivitas dan pengaturan bandwidth yang lebih baik. Perancangan difokuskan pada low noise amplifier dan bandpass filter yang terdapat pada sistem *superheterodyne receiver* dual konversi frekuensi.

Low noise amplifier (LNA) yang digunakan adalah kelas A amplifier yang mempunyai keunggulan dalam hal kesederhanaan dan konduksi terhadap sinyal. LNA yang dirancang menggunakan komponen aktif transistor 2SC5006 dengan rangkaian biasing *voltage divider*. LNA akan sangat tergantung terhadap spesifikasi noise figure dan gain yang dihasilkan. Perancangan akan didasarkan pada nilai noise figure karena tujuan dari LNA adalah menguatkan sinyal dengan menambah noise sekecil mungkin pada input LNA.

Bandpass filter (BPF) yang digunakan adalah tipe butterworth dengan pertimbangan bahwa butterworth mempunyai karakteristik yang menengah dalam hal respon passband dan group delay. Bandpass filter yang dirancang menggunakan komponen pasif agar ukuran dari bandpass filter dapat dibuat sekecil mungkin. Bandpass filter yang dirancang mempunyai orde lima dengan selektivitas yang cukup baik. Sensitivitas komponen yang digunakan dalam BPF merupakan konsiderasi penting yang perlu dilakukan karena respon frekuensi dari bandpass filter sangat berpengaruh terhadap deviasi komponen pasif yang digunakan.

Pada perancangan sistem receiver payload komunikasi dari nanosatelit terdapat banyak *tradeoff* yang harus dipertimbangkan seperti kehandalan dengan kerumitan, frekuensi kerja dengan ukuran, dan frekuensi kerja dengan daya yang dibutuhkan. Oleh karena itu dilakukan penelitian untuk perancangan payload komunikasi nanosatelit yang bekerja dengan frekuensi kerja tertentu, handal, tidak rumit, kecil, dan hemat daya.

1.2. Tujuan

Tujuan skripsi ini, yaitu :

Merancang kelas A low noise amplifier dan bandpass filter dengan tipe butterworth pada sistem *superheterodyne receiver* payload komunikasi IiNUSAT dengan frekuensi kerja 145.95 MHz dan menggunakan perangkat lunak *advanced design system* (ADS).

1.3. Pembatasan Masalah

Pembatasan masalah pada skripsi ini meliputi perancangan low noise amplifier dan bandpass filter dengan frekuensi kerja 145.95 MHz untuk diterapkan pada sistem receiver payload komunikasi IiNUSAT dengan menggunakan perangkat lunak *advanced design system* (ADS).

1.4. Sistematika Penulisan

BAB 1 PENDAHULUAN

Terdiri dari latar belakang, tujuan, pembatasan masalah, metodologi penelitian, dan sistematika penulisan.

BAB 2 LOW NOISE AMPLIFIER DAN BANDPASS FILTER PADA SISTEM KOMUNIKASI SATELIT

Pada bab ini akan dibahas tentang dasar teori mengenai parameter satelit, nanosatelit, sistem komunikasi satelit, payload komunikasi, subsistem satelit, superheterodyne receiver, parameter umum dalam pengukuran, low noise amplifier, dan bandpass filter.

BAB 3 PERANCANGAN LOW NOISE AMPLIFIER DAN BANDPASS FILTER PADA SISTEM RECEIVER IiNUSAT

Bab ini menjelaskan tentang parameter perancangan IiNUSAT, konsep operasi IiNUSAT, Perancangan sistem receiver IiNUSAT, perancangan low noise amplifier, dan perancangan bandpass filter.

BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

Bab ini berisi hasil simulasi dari perancangan low noise amplifier dan bandpass filter serta analisis dari hasil simulasi beserta fabrikasi yang dilakukan.

BAB 5 KESIMPULAN

Bab ini berisi tentang kesimpulan dari hasil perancangan low noise amplifier dan bandpass filter pada sistem receiver payload komunikasi IiNUSAT.

BAB 2

LOW NOISE AMPLIFIER DAN BANDPASS FILTER PADA SISTEM KOMUNIKASI SATELIT

2.1. Nanosatelit

Satelit komunikasi merupakan satelit buatan yang mengorbit di bumi dan berfungsi sebagai repeater untuk kepentingan telekomunikasi. Satelit komunikasi ini menerima sinyal dari stasiun bumi, menguatkan, memproses, dan mengirimkan sinyal kembali ke stasiun bumi. Satelit komunikasi merupakan bagian penting bagi infrastruktur telekomunikasi dan merupakan suatu pilihan transmisi alternatif dalam komunikasi informasi yang tidak dapat ditangani oleh jaringan terestrial.

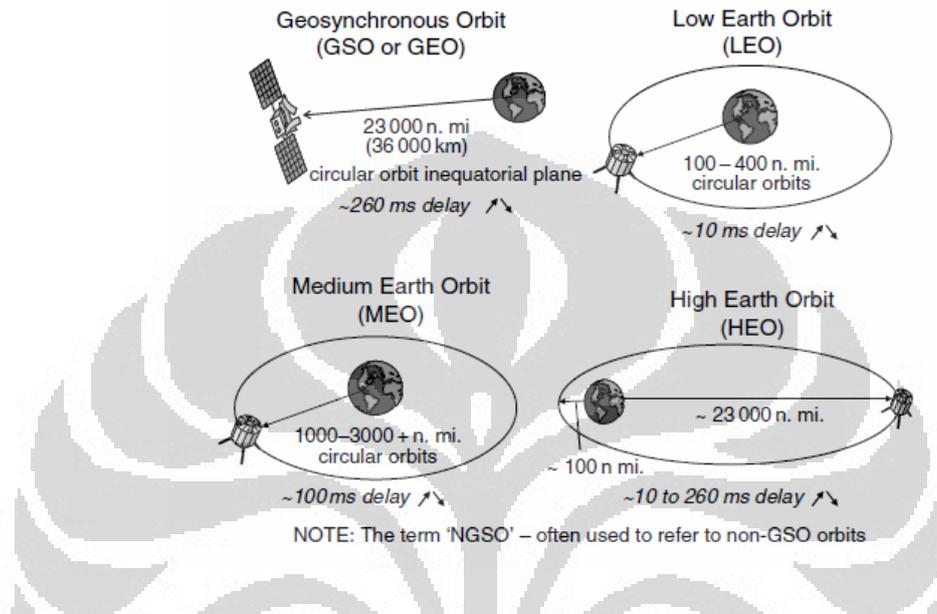
Satelit dengan ukuran kecil atau nanosatelit merupakan klasifikasi dari *miniature* satelit dengan berat 1-10 Kg. Pada nanosatelit, setiap komponen harus diperkecil baik itu beratnya maupun ukurannya. Gambar dari nanosatelit dapat dilihat pada Gambar 2.1. Oleh karena ukurannya yang kecil, satelit nano mempunyai beberapa keterbatasan, yaitu dalam hal daya dan ukuran. Daya yang terbatas menyebabkan kemampuan berbagai jenis perangkat pada nanosatelit menjadi terbatas. Ukuran yang terbatas menyebabkan berbagai jenis perangkat yang ada pada nanosatelit harus dibuat menjadi kecil. Keuntungan dari nanosatelit adalah dapat dapat dikembangkan dalam waktu yang lebih cepat dan biaya yang lebih murah dibandingkan dengan satelit konvensional.[2]



Gambar 2.1. Cubesat

2.2. Orbit Satelit

Orbit mempunyai peran yang besar dalam menentukan jangkauan dan sistem operasional dari satelit. Terdapat 4 macam orbit dasar yang biasa digunakan dalam satelit yang dapat dilihat pada gambar Gambar 2.2.



Gambar 2.2. Orbit Satelit

Perbedaan antara keempat orbit tersebut terletak pada bentuk orbit, jarak, dan delay dari pengiriman sinyal. Semakin jauh jarak dari bumi maka orbit akan lebih melingkar dan waktu akses stasiun bumi menjadi lebih lama. Semakin dekat jarak dari bumi maka path loss dan waktu delay menjadi lebih kecil. Jarak LEO dari permukaan bumi yang lebih dekat daripada GEO menjadikannya mempunyai delay yang kecil (10 ms) dan *path loss* yang kecil sehingga daya yang dibutuhkan kecil dan sistem antenna menjadi lebih kecil. Kekurangan dari orbit LEO adalah satelitnya yang tidak fix di angkasa tetapi bergerak sehingga stasiun bumi harus mengikuti pergerakan satelit dan hanya dapat diakses stasiun bumi selama 8 – 10 menit dari lokasi tetap di bumi serta membutuhkan beberapa stasiun bumi untuk mencakup seluruh bumi.

Jenis orbit LEO, yaitu sun synchronous orbit (SSO) dimana satelit berputar dengan inclinasi dan ketinggian tertentu sehingga perputaran satelit

terjadi dari kutub utara utara menuju ke kutub selatan bersamaan dengan bumi yang berputar di bawahnya. Pada SSO, orbit melewati bidang equator dengan waktu lokal yang bersamaan setiap harinya. Hal tersebut bisa didapat karena orbit berputar kearah timur sebanyak 1^0 setiap perputarannya untuk menyeimbangkan kecepatan revolusi bumi terhadap matahari.[1]^(11-12 ; 22-30)

2.3. Alokasi Frekuensi

Frekuensi kerja suatu satelit merupakan suatu faktor yang menentukan dalam rancangan dan performa komunikasi satelit. Panjang gelombang sinyal yang bergerak dalam udara juga merupakan parameter yang menentukan efek dari interaksi sinyal dan atmosfer serta degradasi sinyal akibat adanya noise. Penentuan frekuensi sangat penting bagi perancangan payload komunikasi dari satelit karena berhubungan dengan ukuran perangkat, link budget, daya yang dibutuhkan, dll. Terdapat dua macam penamanaan dalam alokasi frekuensi yang ditunjukkan oleh Gambar 2.3. [1]⁽¹²⁻¹³⁾

| Frequency (GHz) | Frequency | Wavelength | |
|---------------------------|-----------|------------|--------------------------------|
| 1 | 3 Hz | 10^8 m | |
| 2 → L-Band | 30 kHz | 10^4 m | → VLF Very Low Frequency |
| → S-Band | 300 kHz | 10^3 m | → LF Low Frequency |
| 4 → C-Band | 3 MHz | 10^2 m | → MF Medium Frequency |
| 8 → X-Band | 30 MHz | 10 m | → HF High Frequency |
| 12 → K _U -Band | 300 MHz | 1 m | → VHF Very High Frequency |
| 18 → K-Band | 3 GHz | 10 cm | → UHF Ultrahigh Frequency |
| 27 → K _A -Band | 30 GHz | 1 cm | → SHF Super High Frequency |
| 40 → Q-Band, V-Band, ... | 300 GHz | 1 mm | → EHF Extremely High Frequency |
| 300 | | | |

Gambar 2.3. Alokasi Frekuensi

2.4. Sistem Satelit

Sistem sederhana dari satelit terdiri dari satelit komunikasi yang saling bertukar informasi dengan stasiun bumi. Sistem satelit terdiri dari 3 segmen,

yaitu *space segment*, *control segment* dan *ground segment* yang ditunjukkan oleh Gambar 2.4 dan dijelaskan di bawah ini.

- *Space segment*

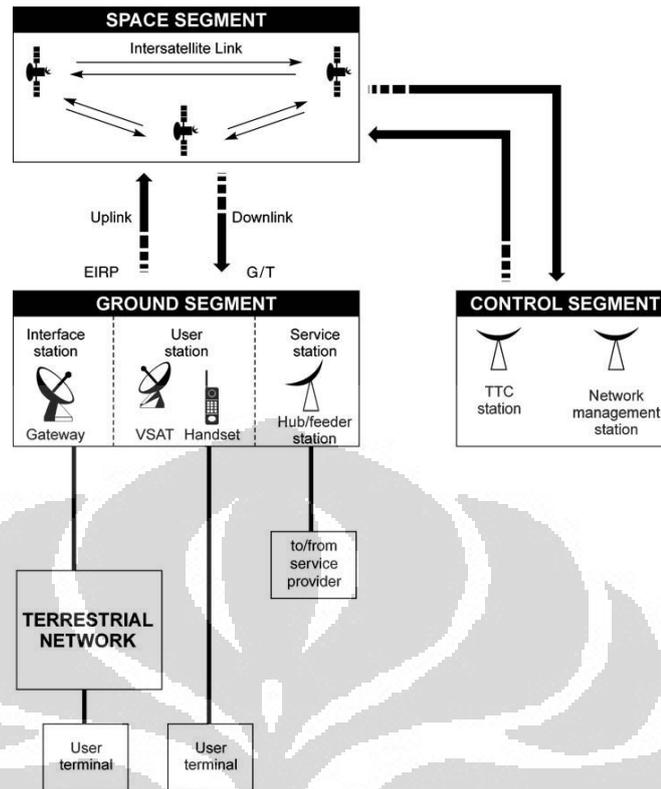
Terdiri dari satu atau beberapa satelit komunikasi yang mengorbit dan diatur sebagai satu konstelasi (kumpulan).

- *Control segment*

Terdiri dari semua fasilitas di bumi yang mengatur dan memonitor satelit yang biasa disebut dengan stasiun tracking, telemetry, command and monitoring (TTC&M) dan pengelola traffic dan sumber daya yang berhubungan yang terdapat di satelit. Fungsi dari TTC&M adalah mengontrol satelit agar satelit tetap bekerja di orbitnya. Hubungan antara TTC&M dan stasiun bumi biasanya terpisah dari hubungan komunikasi pengguna. TTC&M merupakan stasiun bumi yang mempunyai kemampuan khusus untuk pengontrolan satelit.

- *Ground segment*

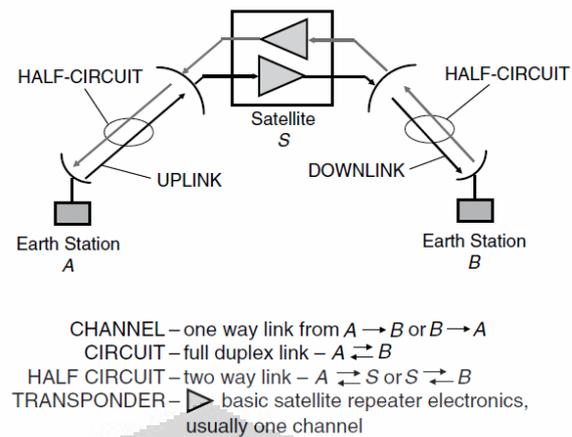
Merupakan terminal yang ada di permukaan bumi yang menggunakan kemampuan komunikasi dari satelit. Ground segment bisa terdiri dari berbagai ukuran tergantung dari layanan dari satelit tersebut. Stasiun bumi atau *ground segment* terdiri dari tiga kelas, yaitu *user station*, contohnya *mobile station* dan *very small aperture antenna (VSAT)* yang bisa mengakses satelit secara langsung, *interface station* yang merupakan gateway yang menghubungkan *space segment* dengan jaringan terrestrial, dan *service section* seperti hub dan feeder yang mengumpulkan atau mendistribusikan informasi ke atau dari terminal pengguna melalui *space segment*. [3]⁽³⁻⁵⁾



Gambar 2.4. Sistem Satelit

2.5. Hubungan Komunikasi Satelit

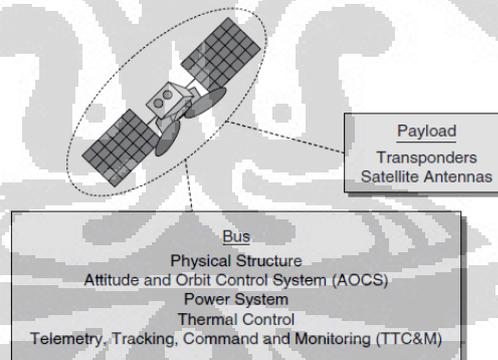
Hubungan komunikasi pada satelit didefinisikan oleh beberapa parameter seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 2.5. Hubungan dari stasiun bumi menuju satelit disebut dengan *uplink* dan hubungan dari satelit ke stasiun bumi disebut dengan *downlink*. Komponen elektronik yang berfungsi untuk menerima sinyal uplink, mengamplifikasi dan memproses sinyal dan kemudian mentransmisikannya kembali ke bumi disebut dengan transponder. Channel didefinisikan sebagai *one way link* dari A ke S ke B atau sebaliknya. Hubungan dupleks atau (*two way link*) menghubungkan A ke S ke B dan sebaliknya yang membuat circuit antara kedua ground station. Half circuit didefinisikan sebagai two link pada satu stasiun bumi atau A ke S dan S ke A atau B ke S dan S ke B. [1]⁽¹⁰⁻¹¹⁾



Gambar 2.5. Hubungan Komunikasi Satelit

2.6. Subsistem Satelit

Untuk dapat beroperasi, sistem satelit terdiri dari beberapa elemen atau subsistem. Perangkat dari *space segment* yang dibawa dalam satelit terdiri dari dua bagian besar yang ditunjukkan pada Gambar 2.6. [1]⁽³⁷⁻³⁸⁾

Gambar 2.6. Subsistem *Space Segment*

2.6.1. Bus atau Platform

Merupakan subsistem satelit yang terdiri dari struktur dasar satelit dan subsistem yang mendukung kinerja satelit beserta payloadnya. Subsistem bus dapat dilihat pada Tabel 2.1. [3]⁽⁷⁻⁸⁾

Tabel 2.1. Bus / Platform

| Subsistem | Fungsi | Karakteristik |
|--|---|---------------------------------------|
| Altitude and Orbit Control (AOCS) | Stabilisasi ketinggian, determinasi orbit | Akurat |
| Power Supply | Penyediaan energi listrik | Daya, kestabilan tegangan |
| Telemetry, Tracking, and Command (TTC) | Pertukaran data <i>housekeeping</i> | Jumlah kanal, keamanan telekomunikasi |
| Struktur | Pendukung perangkat | Kekuatan, berat |
| On board data handling (OBDH) | Pengatur subsistem dan data | Otomatis, real time |

2.6.2. Payload

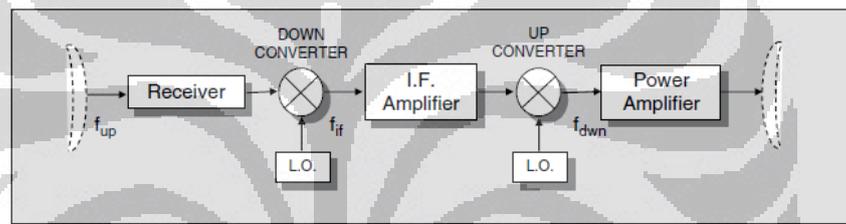
Payload satelit merupakan perangkat yang menyediakan layanan atau layanan yang menjadi tujuan dari satelit itu sendiri. Payload ini ditentukan sesuai dengan fungsi dari satelit yang akan digunakan. Misalnya suatu satelit digunakan untuk pengambilan informasi suatu objek di bumi, maka satelit tersebut mempunyai payload *remote sensing* dan komunikasi. Atau jika satelit digunakan untuk pengamatan aktivitas bumi atau perubahan aktivitas suatu objek bumi, maka satelit tersebut mempunyai payload *surveillance* dan komunikasi. Payload komunikasi mutlak ada pada suatu sistem satelit karena tanpa adanya payload komunikasi maka satelit tersebut tidak berguna karena tidak dapat mengirimkan informasi ke stasiun bumi. [1]⁽⁴⁶⁾

2.7. Payload Komunikasi

Payload dari komunikasi sendiri terdiri dari perangkat telekomunikasi yang dapat menerima informasi dari stasiun bumi (uplink) atau meneruskan informasi ke stasiun bumi (downlink). Terdapat dua tipe dari payload komunikasi, yaitu *transparent payload* dan *regenerative payload*.

- *Transparent* payload

Merupakan payload yang pertama-tama mengamplifikasi sinyal dan mengkonversikan frekuensinya. Setelah ditangkap oleh antenna receiver, frekuensi uplink, f_{up} , di ubah menjadi frekuensi lower intermediate, f_{if} , diamplifikasi, dan kemudian diubah menjadi frekuensi RF downlink untuk transmisi ke bumi. Konversi frekuensi diperlukan untuk membedakan frekuensi untuk uplink dan downlink agar interferensi dapat diperkecil. Payload bisa mempunyai beberapa kanal yang ditujukan untuk kebutuhan tertentu. Uplink dan downlink pada *transparent payload* bersifat *codependent*, yaitu semua degradasi dari uplink akan berpengaruh pada downlink dan mempengaruhi komunikasi total satelit.

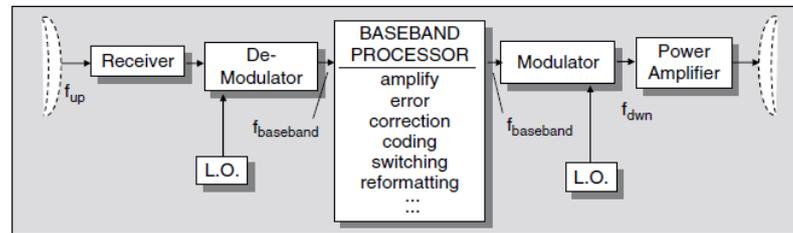


Gambar 2.7. *Transparent Payload*

- *regenerative* payload

Pada *regenerative* payload sinyal uplink, f_{up} , didemodulasi ke baseband, $f_{baseband}$. Sinyal baseband kemudian diproses, termasuk didalamnya koreksi eror, switching, coding, dll. Sinyal baseband kemudian di modulasi kembali menjadi frekuensi carrier downlink, f_{dwn} . Gambar dari regenerative payload dapat dilihat pada Gambar 2.8. Routing dari uplink dengan pancaran tertentu ke downlink dengan pancaran tertentu pula didapatkan dengan meroutingkan sinyal ke kanal satelit yang berbeda atau *transponder hopping* yang dilakukan pada *on board switching* dengan *on board processing*. Transponder dengan jenis *onboard processing* lebih rumit dan mahal untuk dibuat tetapi mempunyai keuntungan dari segi performanya. Uplink dan downlink pada *on board processing* bersifat

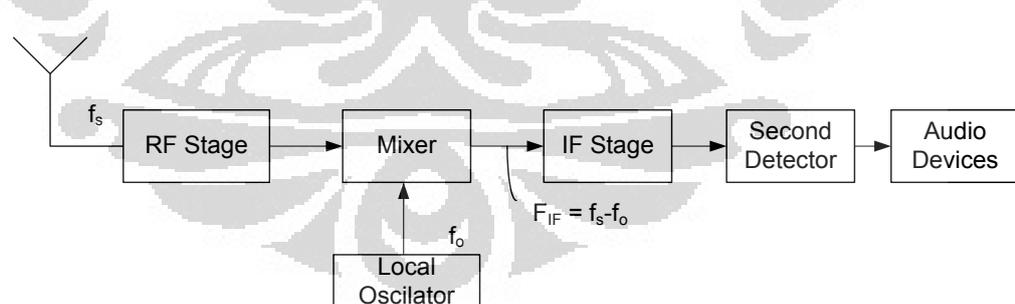
independent, yaitu semua degradasi dari uplink tidak akan berpengaruh pada downlink. [1]⁽⁴⁶⁻⁵⁰⁾ [3]⁽⁵⁻¹²⁾



Gambar 2.8. Regenerative Payload

2.8. Superheterodyne Receiver

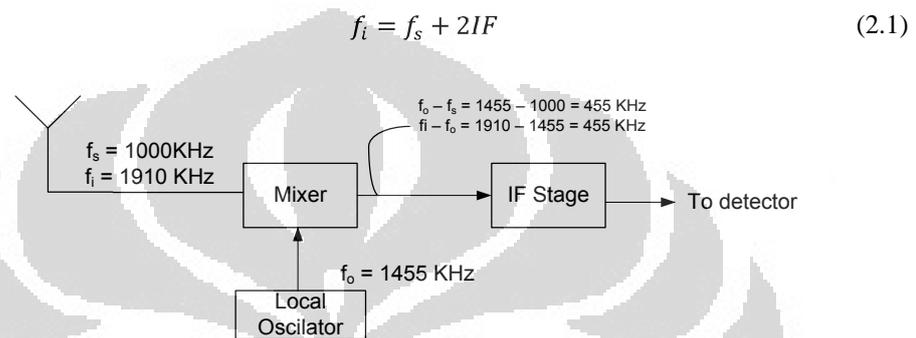
Receiver ini menggunakan mixer untuk mengkonversikan sinyal ke dalam sinyal intermediate yang lebih rendah agar sinyal lebih mudah untuk diproses. Prinsip dari superheterodyne receiver dapat dilihat pada gambar Gambar 2.9. Sinyal yang masuk ke dalam sistem receiver dikalikan dengan local oscillator dengan menggunakan mixer sehingga menghasilkan hasil tambah dan hasil kurang dari kedua frekuensi tersebut. Keuntungan dari adanya *intermediate frequency* (IF) adalah loss sirkuit lebih rendah, pengontrolan sinyal lebih mudah (frekuensi rendah), dan selektifitas serta gain yang lebih baik.



Gambar 2.9. Superheterodyne Receiver

Salah satu masalah pada superheterodyne receiver adalah adanya *image frequency* yang merupakan sinyal yang tidak diinginkan pada frekuensi input yang dapat membuat intermediate frequency (IF) yang sama dengan frekuensi input yang diinginkan. Misalnya sinyal masukan dari receiver, yaitu

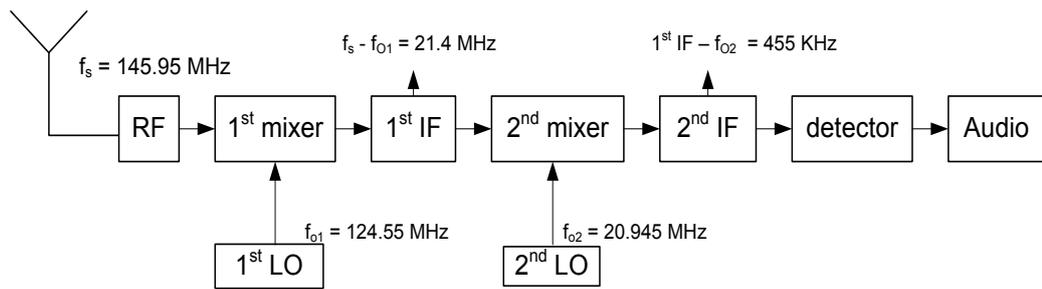
sinyal yang diinginkan adalah f_s (1000 KHz) dan sinyal yang tidak diinginkan adalah f_i (1910 KHz) dengan $IF = 455$ KHz dan $f_o = 1455$ KHz. Jika kedua sinyal input tersebut masuk kedalam mixer maka keduanya akan menghasilkan frekuensi intermediate yang sama, yaitu 455 KHz seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.10. Sinyal yang tidak diinginkan tersebut adalah *image frequency*. Dimana rumus untuk *image frequency* ditunjukkan oleh rumus (2.1)



Gambar 2.10. Image Frequency

Dengan memilih IF yang kecil, maka akan lebih mudah didapatkan bandwidth yang lebih kecil yang menunjukkan selektifitas yang baik pada bagian receiver dan gain IF yang besar. Dengan memilih IF yang tinggi, maka penanggulangan *image frequency* akan semakin baik karena jarak dari *image frequency* dan frekuensi yang diinginkan semakin jauh karena ($f_i = f_s + 2IF$) sehingga pemfilteran dengan BPF lebih mudah dilakukan.

Untuk memaksimalkan pemilihan IF yang ada maka superheterodyne receiver biasanya menggunakan dua kali pengkonversian frekuensi dengan menggunakan dua IF. IF yang lebih tinggi digunakan untuk menanggulangi masalah *image frequency* dan IF yang lebih rendah akan menyediakan selektivitas dan control bandwidth yang lebih baik. Sistem superheterodyne receiver dual konversi frekuensi dapat dilihat pada Gambar 2.11. Pada sistem tersebut digunakan 21.4 MHz untuk IF yang lebih tinggi dan 455 KHz untuk IF yang lebih rendah dengan frekuensi input yang diinginkan adalah 145.95 MHz. [9]



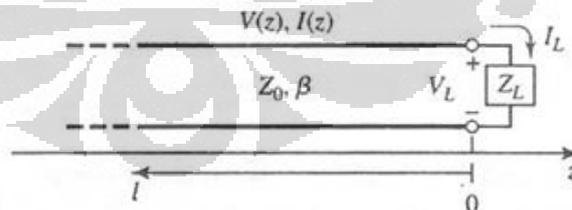
Gambar 2.11. Superheterodyne Receiver Dual Konversi Frekuensi

2.9. Parameter-Parameter Umum Dalam Pengukuran

Di dalam melakukan pengukuran dari sebuah beban maka terdapat beberapa parameter yang perlu diperhitungkan untuk memudahkan dalam melakukan analisis. Parameter-parameter tersebut, yaitu :

2.9.1. Model saluran Transmisi

Gambar 2.12 menggambarkan saluran transmisi lossless yang diterminasikan pada beban Z_L . Gelombang yang merambat dari sumber atau saat $z < 0$ adalah $V_0^+ e^{-j\beta z}$. Rasio dari tegangan dan arus dari gelombang yang merambat tersebut adalah Z_0 .



Gambar 2.12. Gambar Saluran Transmisi Lossless

Saat saluran transmisi diterminasikan pada beban Z_L maka gelombang yang direfleksikan oleh beban juga harus diperhitungkan pula sehingga total tegangan dan total arus pada saluran transmisi dapat dituliskan oleh rumus (2.2) dan (2.3)

$$V_z = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (2.2)$$

$$I_z = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.3)$$

Amplitudo dari gelombang yang dipantulkan dengan gelombang yang masuk pada $z = 0$ disebut dengan koefisien refleksi :

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.4)$$

Representasi koefisien refleksi dalam decibel disebut dengan return loss. Return loss merupakan rugi yang disebabkan oleh ketidaksesuaian atau ketidak*matching* impedansi saluran transmisi dengan impedansi beban sehingga tidak semua daya dari sumber akan dikirimkan ke beban. Return loss dapat ditulis dengan rumus :

$$RL = -20 \log |\Gamma| \text{ dB} \quad (2.5)$$

Semakin besar nilai RL akan menandakan *matching* dari impedansi saluran transmisi dengan impedansi beban semakin baik sehingga daya yang ditransmisikan ke beban lebih besar daripada daya yang direfleksikan. Daya rata-rata terhadap waktu sepanjang saluran transmisi pada sumbu z , yaitu :

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{V_0^+}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.6)$$

Decibel merupakan satuan untuk mendeskripsikan rasio antara daya output dan daya input. Decibel digunakan untuk memperhitungkan penguatan maupun atenuasi yang terjadi pada sinyal. Rumus dari decibel adalah :

$$L_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.7)$$

Dimana P_{out} merupakan daya output dan P_{in} merupakan daya input. Jika diekspresikan terhadap satu watt maka referensi $P_{in} = 1 \text{ W}$

dengan satuan L_{dB} menjadi dBW , begitu juga dengan ekspresi decibel terhadap satu miliwat yang menjadikan satuan L_{dB} menjadi dBm . Yang perlu diperhatikan adalah $dBm + dBm \neq dBm$ (harus diubah ke mW terlebih dahulu) dan $dBm - dBm = dB$ karena referensi mW menjadi tidak diperhitungkan. [28]

Koefisien refleksi juga menyebabkan *standing wave ratio* (SWR) atau *voltage standing wave ratio* (VSWR) yang merupakan perbandingan antara nilai tegangan maksimum dan minimum pada saluran transmisi. Jika $\Gamma = 0$ maka magnitude tegangan pada saluran transmisi adalah $V_z = V_0^+$ yang merupakan besaran konstan. Rumus dari VSWR adalah

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.8)$$

Nilai SWR berkisar antara $1 \leq SWR \leq \infty$, dimana $SWR = 1$ menandakan kematchingan pada beban. [27]^[65-67]

2.9.2. Scattering Parameter

Scattering Parameter digunakan untuk mendeskripsikan perilaku elektrik dari rangkaian dengan beberapa port. S parameter menggambarkan hubungan gelombang tegangan yang masuk kedalam port dan yang dipantulkan. S matrix untuk rangkaian dua port dapat digambarkan oleh Gambar 2.13 dan dapat ditulis dengan rumus

$$\begin{matrix} b_1 \\ b_2 \end{matrix} = \begin{matrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{matrix} \begin{matrix} a_1 \\ a_2 \end{matrix} \quad (2.9)$$

Jika terdapat daya yang masuk pada port satu (a_1) maka terdapat dua hal yang dapat terjadi, yaitu daya akan terpantul pada port satu (b_1) atau daya akan keluar dari port dua (b_2). Tetapi jika port dua diterminasikan terhadap beban dengan impedansi yang sama dengan saluran transmisi / sistem (*matching*) maka b_2 akan sepenuhnya

diserap oleh beban dan membuat nilai a_2 menjadi nol. Hal yang sama juga terjadi pada port satu Oleh karena itu, rumus diatas menjadi :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad \text{dan} \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.10)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \quad \text{dan} \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \quad (2.11)$$

Dimana S_{11} merupakan koefisien refleksi voltase port input, S_{12} merupakan *reverse voltage gain* atau *feedback*, S_{21} merupakan *forward voltage gain*, dan S_{22} merupakan koefisien refleksi voltase port output.



Gambar 2.13. Rangkaian 2 Port

S parameter dapat digunakan untuk menganalisa beberapa hal seperti : [27]^[196-202][29]

- Gain = $G_{dB} = 20 \log_{10} |S_{21}| dB$ (2.12)

- Insertion loss = $-20 \log_{10} |S_{21}| dB$ (2.13)

- Input return loss = $RL_{in} = 20 \log_{10} |S_{11}| dB$ (2.14)

- Output return loss = $RL_{out} = 20 \log_{10} |S_{22}| dB$ (2.15)

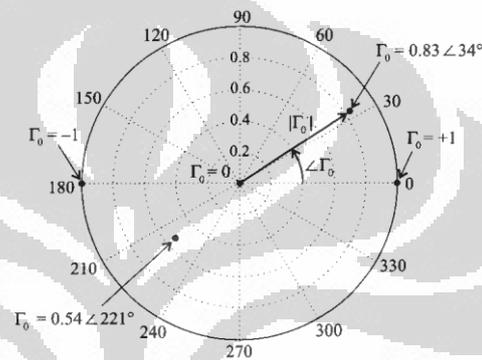
2.9.3. Smith Chart

Smith chart merupakan grafik yang akan membantu dalam memecahkan permasalahan saluran transmisi. Smith chart bisa direpresentasikan berdasarkan koefisien refleksi Γ_0 atau koefisien

refleksi saat jarak dari beban $d = 0$ (atau berada di lokasi beban) yang ditunjukkan oleh rumus :

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \Gamma_{or} + \Gamma_{oi} = \Gamma_0 e^{j\theta_L} \quad (2.16)$$

Dimana $\theta_L = \tan^{-1}(\Gamma_{oi} / \Gamma_{or})$, Z_L merupakan impedansi beban, dan Z_0 merupakan impedansi saluran transmisi. Representasi smith chart dalam koefisien refleksi pada Gambar 2.14.



Gambar 2.14. Smith Chart Berdasarkan Koefisien Refleksi

Persamaan untuk menentukan nilai impedansi beban pada smith chart, yaitu :

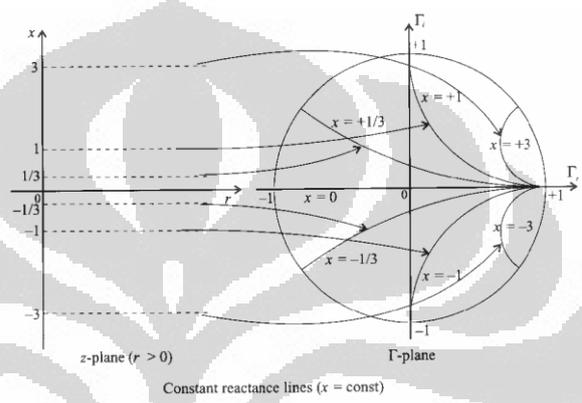
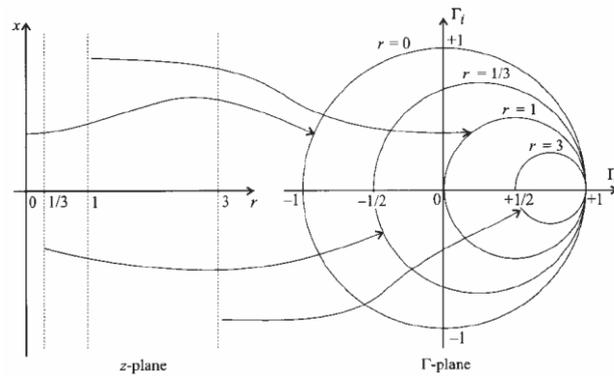
$$\Gamma_r - \frac{r}{r+1} + \Gamma_i^2 = \frac{1}{r+1}^2 \quad (2.17)$$

$$\Gamma_r - 1^2 + \Gamma_i - \frac{1}{x} = \frac{1}{x}^2 \quad (2.18)$$

Dimana persamaan umum untuk suatu lingkaran dengan titik radius a , dan mempunyai titik tengah $x = m$ dan $y = n$, yaitu :

$$x - m^2 + y - n^2 = a^2 \quad (2.19)$$

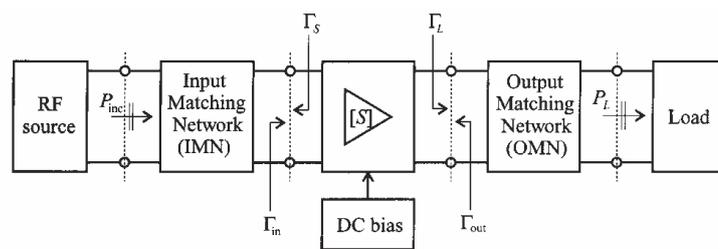
Gambar dari representasi impedansi pada smith chart dapat dilihat pada Gambar 2.15. [30]⁽²⁸⁰⁻²⁹¹⁾[31]⁽¹⁰¹⁻¹¹⁰⁾



Gambar 2.15. Smith Chart Berdasarkan Impedansi Beban Ternormalisasi

2.10. Low Noise Amplifier (LNA)

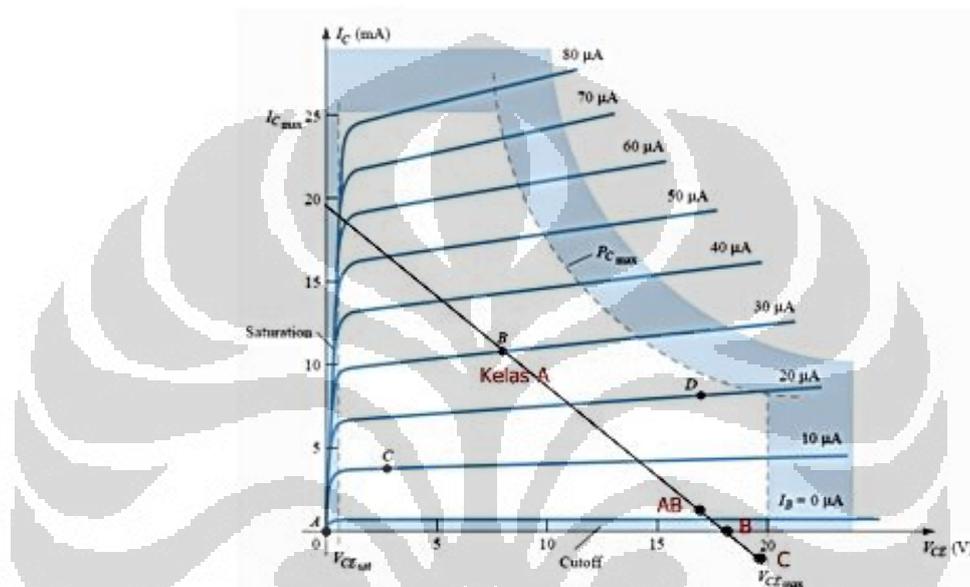
Low noise amplifier merupakan perangkat pada sistem komunikasi yang digunakan untuk menguatkan sinyal yang sangat lemah setelah ditangkap oleh antenna. Kunci dari perancangan LNA adalah menguatkan sinyal input dengan menambah noise dan distorsi sekecil mungkin. Komponen pada LNA, yaitu, transistor, rangkaian bias, input matching, dan output matching. Gambar dari sistem amplifiier dapat dilihat pada Gambar 2.16. [31]⁽⁴⁶³⁻⁴⁶⁴⁾



Gambar 2.16. Sistem Amplifier

2.10.1. Kelas Amplifier

Transistor yang digunakan dalam perancangan low noise amplifier (LNA) harus diberikan bias untuk menentukan titik kerja dari transistor tersebut. Titik kerja tersebut ditentukan oleh arus maupun tegangan yang diaplikasikan pada transistor. Gambar dari karakteristik transistor dapat dilihat pada Gambar 2.17.



Gambar 2.17. Grafik Karakteristik Transistor

Dari gambar tersebut dapat dilihat area dari karakteristik transistor, area cutoff terjadi bila $I_B \leq 0 \mu A$ dan area saturasi terjadi bila $V_{CE} \leq V_{CEsat}$. Titik A, B, C, dan D pada Gambar 2.17 merepresentasikan titik kerja transistor. Pada titik A, tidak ada bias sehingga tidak terjadi amplifikasi pada sinyal input. Pada titik B, akan terjadi amplifikasi pada sinyal input sepenuhnya. Pada titik C, akan terjadi amplifikasi dengan batasan yang terjadi pada puncak dari sinyal yang diamplifikasi karena ada batasan $V_{CE} = 0 V$ dan $I_C = 0 mA$. Pada titik D, amplifikasi pada tegangan maksimum yang bernilai positif akan dibatasi oleh P_{Cmax} . [33]⁽¹⁶²⁻¹⁶⁴⁾

Beberapa kelas amplifier yang biasa digunakan, yaitu :

- Kelas A

Pada kelas ini, 100 % dari sinyal input diamplifikasi (conduction angle $\theta = 360^\circ$ atau 2π). Keuntungan lain dari kelas ini adalah lebih sederhana daripada kelas lain. Transistor dari kelas A diberi bias pada titik kerja tertentu (titik kerja linear) sehingga selalu bekerja sepanjang waktu. Hal tersebut menyebabkan kelas A amplifier mempunyai efisiensi yang kecil, yaitu sekitar 25 % yang akan menyebabkan pemborosan daya dan keterbatasan dari kerja baterai. Titik kerja kelas A ditunjukkan oleh Gambar 2.17.

- Kelas B

Pada kelas ini hanya 50 % dari sinyal input yang diamplifikasi (conduction angle $\theta = 180^\circ$ atau π). Elemen aktif yang digunakan bekerja secara linear setengah dari waktu yang sebenarnya. Untuk memenuhi 360° conduction band maka dua operasi kelas B dilakukan, hal ini dinamakan push-pull operation. Keuntungan dari kelas B adalah efisiensinya yang baik, sekitar 78,5 %. Kerugian dari kelas ini adalah adanya crossover distorsi.

- Kelas AB

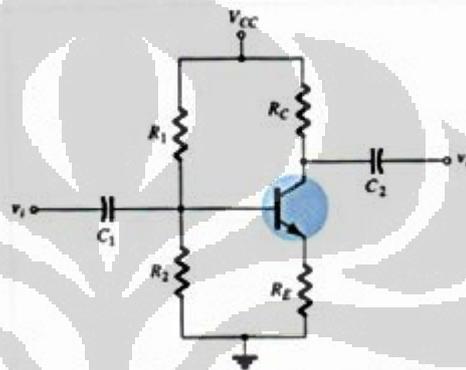
Pada kelas AB, konsepnya sama dengan kelas B tetapi setiap elemen aktifnya mengkonduksi lebih dari setengah gelombang dari gelombang input. Titik kerja dari kelas AB adalah diantara kelas A dan B. Keuntungan dari kelas AB adalah mengurangi distorsi crossover dari kelas B. Kekurangan dari kelas AB adalah mengurangi efisiensi dari kelas B.

- Kelas C

Pada kelas C, kurang dari 50 % sinyal input dikonduksikan dari sinyal input. Keuntungan Kelas C adalah efisiensi yang besar dan bisa mencapai 90 % tetapi crossover yang bisa terjadi menjadi tinggi. [33]⁽⁶⁶¹⁻⁶⁶⁶⁾[34]

2.10.2. Voltage Divider DC Biasing

Terdapat beberapa macam DC biasing yang dapat digunakan dengan kelebihan dan kekurangannya masing-masing. Pembahasan akan dilakukan terhadap voltage divider bias oleh karena keunggulannya yang tidak terlalu terpengaruh terhadap nilai β yang dimana nilai β juga sangat terpengaruh terhadap temperatur. Rangkaian voltage divider bias dapat dilihat pada Gambar 2.18.



Gambar 2.18. Rangkaian Voltage Divider Bias

Analisis yang akan dipakai dalam rangkaian adalah analisis aproksimasi untuk mempermudah perancangan. Input dari voltage divider bias dapat direpresentasikan pada Gambar 2.19. Pada gambar tersebut dapat diketahui bahwa $R_i = (\beta + 1)R_E$ dimana $\beta = I_C / I_B$. Jika nilai $R_i \gg R_2$ maka $I_B \ll I_2$ sehingga $I_1 \cong I_2$. Dari penjelasan diatas, tegangan yang melewati R_2 atau tegangan V_B dapat ditunjukkan dengan :

$$V_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (2.20)$$

Dimana rumus diatas dapat diaplikasikan jika nilai $\beta R_E \geq 10R_2$. Setelah V_B telah didefinisikan maka V_E dan I_E dapat dicari dengan rumus :

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad (2.21)$$

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

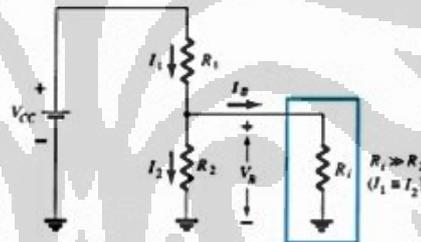
Dan

$$I_{CQ} = I_E \quad (2.23)$$

Dari rangkaian dapat diketahui $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$ Sehingga dapat diketahui rumus :

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (2.24)$$

Dari penjelasan rumus diatas, dapat diketahui bahwa nilai β tidak muncul dan I_B tidak dikalkulasikan. Titik kerja dari voltage divider bias oleh karena itu tidak tergantung terhadap nilai β .



Gambar 2.19. Rangkaian Aproksimasi Voltage Divider Bias

Persamaan (2.24) dapat dilakukan untuk membuat load line dalam grafik karakteristik transistor. Jika memilih $I_C = 0 \text{ mA}$ maka persamaan (2.24) dapat ditulis menjadi :

$$V_{CE} = V_{CC} \quad I_C = 0 \text{ mA}$$

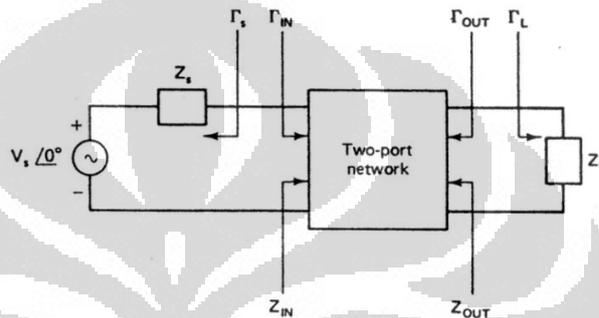
Jika kemudian dipilih nilai $V_{CE} = 0 \text{ V}$ maka nilai I_C dapat dilihat pada persamaan di bawah ini :

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad V_{CE} = 0 \text{ V}$$

Dari persamaan diatas maka load line dapat dibentuk pada grafik karakteristik transistor pada Gambar 2.17 [33]⁽¹⁷⁵⁻¹⁸¹⁾

2.10.3. Stabilitas

Kestabilan dari transistor atau ketahanannya terhadap osilasi merupakan pertimbangan yang sangat penting dalam perancangan amplifier dan dapat diperhitungkan dari analisis S parameter. Pada rangkaian dua port, osilasi dapat terjadi bila kedua input dan output (Z_{IN} dan Z_{OUT}) mempunyai resistansi real negatif. Untuk lebih jelas mengenai koefisien refleksi pada amplifier, lihat Gambar 2.20.



Gambar 2.20. Koefisien Refleksi Pada Amplifier

Rangkaian dua port dianggap *unconditionally stable* pada frekuensi tertentu bila nilai real dari Z_{IN} dan Z_{OUT} lebih besar dari nol untuk setiap komponen pasif source dan load. Dilihat dari segi koefisien refleksi, kondisi untuk *unconditional stability* adalah :

$$\Gamma_{IN} = \frac{S_{11} - \Gamma_L \Delta}{1 - S_{22} \Gamma_L} < 1 \quad \text{dan} \quad \Gamma_{OUT} = \frac{S_{22} - \Gamma_S \Delta}{1 - S_{11} \Gamma_S} < 1 \quad (2.25)$$

Dimana $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$. Radius dan sentral dari lingkaran kestabilan dimana $\Gamma_{IN} = 1$ dan $\Gamma_{OUT} = 1$ pada bidang Γ_L dan Γ_S yang didapatkan dari persamaan (2.25), yaitu :

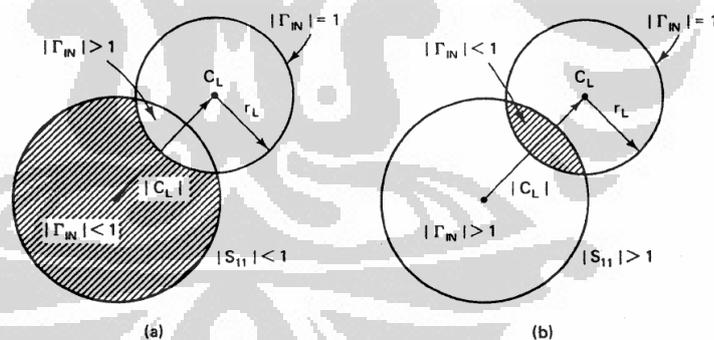
Nilai Γ_L untuk $\Gamma_{IN} = 1$ (Output stability circle) dan Nilai Γ_S untuk $\Gamma_{OUT} = 1$ (Input stability circle) :

$$r_{oL} = \frac{S_{12}S_{21}}{S_{22}^2 - \Delta^2} \quad \text{dan} \quad C_{oL} = \frac{S_{22} - \Delta S_{11}^{**}}{S_{22}^2 - \Delta^2} \quad (2.26)$$

$$r_{iL} = \frac{S_{12}S_{21}}{S_{11}^2 - \Delta^2} \quad C_{iL} = \frac{S_{11} - \Delta S_{22}^{**}}{S_{11}^2 - \Delta^2} \quad (2.27)$$

Dimana r_{oL} merupakan radius lingkaran kestabilan output, C_{oL} merupakan titik tengah lingkaran kestabilan input, r_{iL} merupakan radius lingkaran kestabilan input, dan C_{iL} merupakan titik tengah lingkaran kestabilan input.

Gambar 2.21 menunjukkan gambar dari lingkaran kestabilan dimana $\Gamma_{IN} = 1$ dan $\Gamma_{OUT} = 1$. Selanjutnya, perlu ditentukan didaerah mana dalam smith chart yang merepresentasikan area stabil. Jika nilai $S_{11} < 1$ maka $\Gamma_{IN} < 1$ saat $\Gamma_L = 0$. Oleh karena itu nilai di bagian pusat smith chart merepresentasikan area yang stabil. Penjelasan diatas dapat dilihat pada Gambar 2.21. [35]⁽⁹⁵⁻¹⁰²⁾



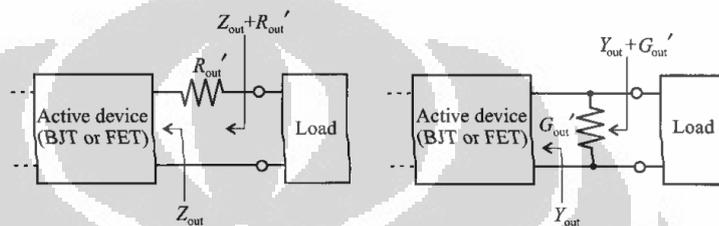
Gambar 2.21. Area Kestabilan Pada Smith Chart Untuk Bidang Γ_L

Kestabilan dari rancangan transistor atau factor rollet K dapat dikatakan *unconditionally stable* jika :

$$k = \frac{1 - S_{11}^2 - S_{22}^2 + \Delta^2}{2 S_{12} S_{21}} > 1 \quad \text{dan} \quad \Delta < 1 \quad (2.28)$$

Salah satu cara untuk menstabilkan amplifier adalah dengan menambah resistansi yang disusun seri atau konduktansi yang disusun paralel pada input atau output port. Gambar dari stabilisasi port output dapat dilihat pada Gambar 2.22. Dimana kondisi untuk output port menjadi : [31]⁽⁴⁷⁰⁻⁴⁸¹⁾

$$\operatorname{Re} Z_{OUT} + R'_{OUT} + Z_L > 0 \text{ atau } \operatorname{Re} Y_{OUT} + G'_{OUT} + Y_L > 0 \quad (2.29)$$



Gambar 2.22. Stabilisasi Port Output

2.10.4. Lingkaran Available Gain

Terdapat banyak definisi dari penguatan (gain) yang sangat penting untuk dipahami dalam pemahaman fungsi dari amplifier RF. *Available power gain* merupakan representasi gain dari amplifier dengan bagian output amplifier dalam keadaan matching ($\Gamma_L = \Gamma_{out}$) atau perbandingan daya yang bisa didapatkan dari amplifier dengan daya yang bisa didapatkan dari sumber serta dapat ditulis dengan :

$$G_A = \frac{1 - \Gamma_S^2}{1 - S_{11}\Gamma_S} \times S_{21}^2 \times \frac{1}{1 - \Gamma_{OUT}^2} \quad (2.30)$$

Dimana, G_S dan G_L masing-masing adalah gain dari input matching dan output matching serta Γ_{OUT} dan Γ_S merupakan koefisien refleksi bagian output dan sumber dari transistor.

Transducer power gain maksimum dalam keadaan dimana *simultaneous conjugate match condition* atau biasa disebut dengan maximum available gain (MAG), yaitu :

$$G_{T,max} = \frac{S_{21}}{S_{12}} (K - \overline{K^2 - 1}) \quad (2.31)$$

Selain menentukan stabilitas, kebutuhan dalam mendapatkan performa gain yang diinginkan merupakan konsiderasi lain yang penting. Pada bidang Γ_S , radius lingkaran available power gain R_a dan sentral C_a dapat dilihat pada persamaan :

$$R_a = \frac{1 - 2k S_{12}S_{21} g_a + S_{12}S_{21}^2 g_a^2^{1/2}}{1 + g_a S_{11}^2 - \Delta^2} \quad (2.32)$$

$$C_a = \frac{g_a C_1^*}{1 + g_a S_{11}^2 - \Delta^2} \quad (2.33)$$

Dimana $g_a = G_A S_{21}^2$ dan $C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$. Untuk nilai G_A output power maksimal bisa didapatkan saat $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$. Nilai tersebut akan memberikan nilai transducer power gain $G_T = G_A$. Oleh karena lingkaran available power gain dan noise figure sama-sama berada pada bidang Γ_S maka kedua lingkaran tersebut dapat digambarkan dalam satu smith chart dan trade off antara noise figure dan gain dapat dianalisa.

Saat $S_{12} \neq 0$, asumsi unilateral tidak dapat dilakukan dan kondisi untuk mendapatkan transducer gain (perbandingan daya yang ditransmisikan ke beban dengan daya yang bisa didapatkan dari sumber) maksimum adalah : [31]⁽⁴⁹⁵⁻⁵⁰²⁾ [35]⁽¹¹⁹⁻¹²³⁾

$$\Gamma_{IN} = \Gamma_S^* \text{ dan } \Gamma_{OUT} = \Gamma_L^* \quad (2.34)$$

2.10.5. Lingkaran Noise Figure

Noise figure merupakan degradasi dari *signal to noise ratio* oleh karena komponen yang digunakan pada rangkaian RF. Noise figure bisa didefinisikan sebagai perbandingan dalam decibel antara output noise pada receiver sebenarnya dengan output noise pada receiver

ideal atau F (*noise factor*). Rumus dari noise figure dapat dilihat pada persamaan :

$$NF = 10 \log \frac{\text{input SNR}}{\text{output SNR}} = 10 \log(F) \quad (2.35)$$

Noise figure dari rangkaian dua port amplifier dalam bentuk impedansi dapat dilihat pada persamaan :

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{\Gamma_S - \Gamma_{opt}^2}{1 - \Gamma_S^2} \frac{1}{1 + \Gamma_{opt}^2} \quad (2.36)$$

Dimana F_{min} = noise figure minimum yang perilakunya tergantung dari kondisi biasing dan frekuensi kerja, $R_n = 1 / G_n$ = Ekuivalen resistansi noise dari perangkat, dan Γ_{opt} = koefisien refleksi optimum. Pada rumus diatas, nilai F_{min} , R_n , dan Γ_{opt} diketahui dan Γ_S dapat diatur dalam mempengaruhi noise figure. Untuk $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$ dapat dilihat bahwa noise figure terkecil akan didapatkan, $F = F_{min}$.

Untuk mengetahui hubungan noise figure tertentu, F_K berelasi dengan Γ_S , persamaan (2.36) dapat direpresentasikan dalam bentuk Lingkaran noise figure bisa didapatkan dari persamaan :

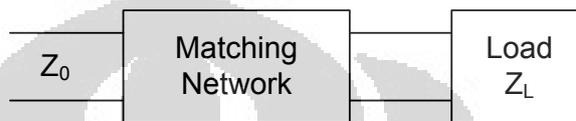
$$d_{F_K} = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + Q_K} \quad (center) \quad (2.37)$$

$$r_{F_K} = \frac{1 - \Gamma_{opt}^2}{1 + Q_K} \frac{Q_K + Q_K^2}{1 + Q_K} \quad (radius) \quad (2.38)$$

Dimana $Q_K = 1 + \Gamma_{opt}^2 \frac{F_K - F_{min}}{4R_n Z_0}$. Noise figure minimum didapat saat kondisi dimana $F_K = F_{min}$, $d_{F_K} = \Gamma_{opt}$, dan radius $r_{F_K} = 0$. Lingkaran konstanta noise terletak antara titik origin dan poin Γ_{opt} . Semakin besar noise yang terjadi semakin dekat d_{F_K} bergerak menuju origin dan semakin besar r_{F_K} . [31]⁽⁵⁰²⁻⁵⁰⁴⁾

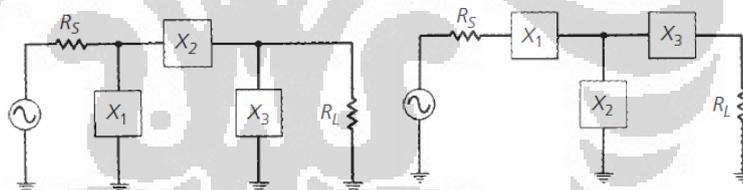
2.10.6. Impedance Matching

Gambar 2.23 menunjukkan konsep dari *impedance matching*. *Impedance matching* sangat penting dalam perancangan untuk memberikan penyaluran daya yang maksimum dari sumber ke beban. *Matching network* dirancang sehingga impedansi pada input matching network akan sama dengan impedansi sumber sehingga tidak ada daya yang terefleksi ($\Gamma = 0$) dari sumber. [27]⁽²⁵¹⁻²⁵⁷⁾



Gambar 2.23. Rangkaian Matching

Untuk mendapatkan *narrow bandwidth* maka rangkaian matching yang dapat digunakan adalah rangkaian matching PI atau T yang ditunjukkan pada Gambar 2.24. [32]⁽⁶³⁻⁸⁸⁾



Gambar 2.24. Rangkaian PI dan T Matching

Penambahan elemen berupa induktor atau kapasitor pada rangkaian matching akan mempengaruhi nilai terminasi impedansi beban pada smith chart. Pengaruh dari elemen berupa kapasitor atau induktor pada smith chart dapat dilihat pada Gambar 2.25 dan penjelasan di bawah ini.

Kapasitor seri akan mengurangi nilai reaktansi impedansi beban ($X_C = -j \omega C$) sehingga reaktansi bergerak berlawanan arah dengan jarum jam dalam resistansi yang konstan. Induktor seri akan

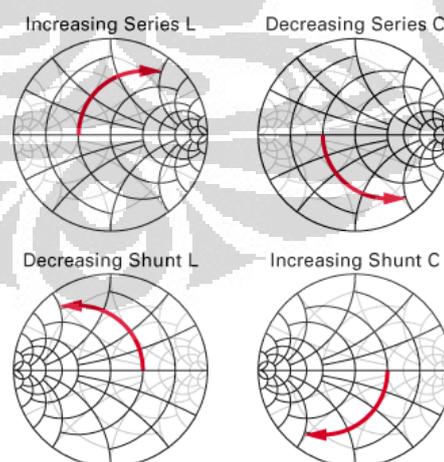
berkebalikan dengan kapasitor seri ($X_L = j\omega L$) sehingga reaktansi bergerak searah dengan jarum jam dalam resistansi yang konstan

Kapasitor paralel akan menambah nilai susceptansi dari admitansi beban ($B_C = j\omega C$) sehingga susceptansi bergerak searah dengan jarum jam dalam konduktansi yang konstan. Induktor paralel akan berkebalikan dengan kapasitor paralel ($B_L = -j/\omega L$) sehingga susceptansi bergerak berlawanan dengan jarum jam dalam konduktansi yang konstan. [35]⁽⁵⁵⁻⁶⁶⁾

Nilai denormalisasi kapasitor dan induktor yang disusun seri maupun paralel pada smith chart dengan Z_0 merupakan impedansi saluran transmisi, X merupakan reaktansi pada smith chart, dan B merupakan susceptansi dari smith chart yaitu : [32]⁽⁸⁶⁾

$$\text{Komponen seri, : } C = \frac{1}{2\pi f X Z_0} ; L = \frac{X Z_0}{2\pi f} \quad (2.39)$$

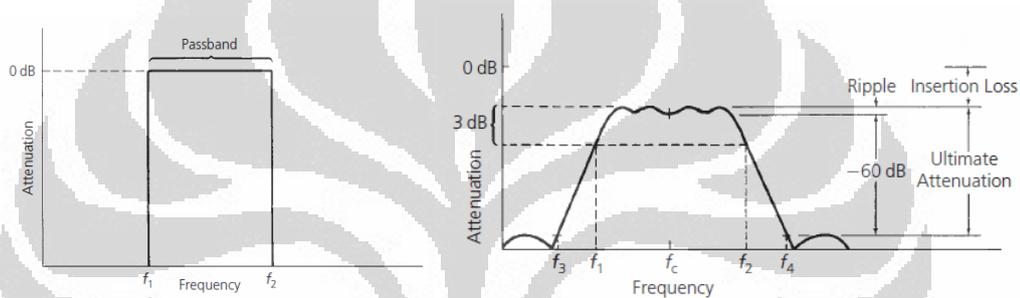
$$\text{Komponen paralel, : } C = \frac{B}{2\pi f Z_0} ; L = \frac{Z_0}{2\pi f B} \quad (2.40)$$



Gambar 2.25. Pengaruh Penambahan Induktor dan Kapasitor

2.11. Band Pass Filter (BPF)

Filter merupakan aplikasi dari rangkaian resonansi yang beresilasi pada suatu frekuensi tertentu (frekuensi resonansi). Filter sempurna mempunyai insertion loss bernilai nol pada bagian passband, atenuasi yang tak berhingga pada bagian stopband, dan respon fasa yang linear atau group delay yang konstan. Bandpass filter merupakan perangkat yang melewatkan frekuensi pada range tertentu dan mengeliminasi atau mengatenuasi frekuensi diluar dari range frekuensi tersebut. Gambar dari perbandingan respon passband dari bandpass filter ditunjukkan pada Gambar 2.26.



Gambar 2.26. Respon Passband Rangkaian Resonansi

Penjelasan dari parameter-parameter yang dapat dilihat dari respon frekuensi dari rangkaian resonansi, yaitu :

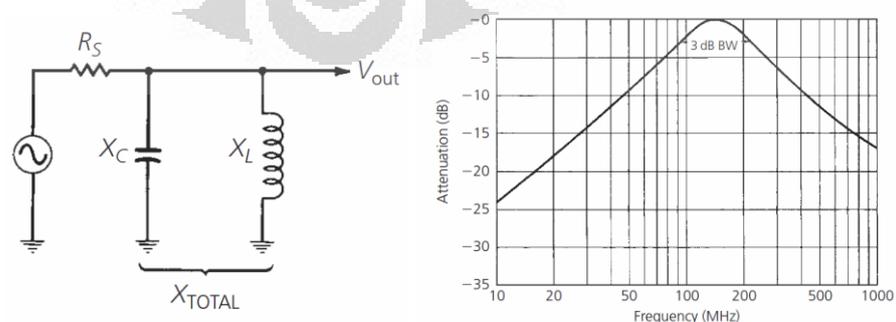
- **Bandwidth** – didefinisikan sebagai perbedaan dari frekuensi yang lebih tinggi dengan yang lebih rendah (f_2-f_1) dimana dihitung di bawah 3 dB dari respon passband rangkaian resonansi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.26.
- **Loaded Q** – perhitungan dari selektivitas rangkaian resonansi. Semakin tinggi nilai Q maka akan semakin sempit bandwidthnya dan semakin tinggi selektivitas dari rangkaian resonansi. Rumus Q adalah :

$$Q = \frac{f_e}{f_2 - f_1} \quad (2.41)$$

- *Shape Factor (SF)* – didefinisikan sebagai rasio antara 45-dB bandwidth (f_4-f_3) dengan 3-dB bandwidth. *Shape factor* merupakan perhitungan kemiringan dari respon frekuensi. Semakin rendah nilai SF maka akan semakin miring respon passbandnya.
- *Ultimate Attenuation* – atenuasi minimum yang terjadi pada rangkaian resonansi diluar dari respon passband.
- *Ripple* – merupakan pengukuran kerataan dari passband rangkaian resonansi. Pengukuran dilakukan pada perbedaan antara atenuasi maksimum dan atenuasi minimum pada passband.
- *Insertion Loss* – merupakan loss yang terjadi karena penyisipan beban pada jalur transmisi. Jika daya yang ditransmisikan ke beban sebelum penyisipan adalah P_T dan daya yang diterima beban setelah penyisipan adalah P_R maka rumus insertion loss (IL) adalah

$$IL = 10 \log_{10} \frac{P_R}{P_T} \quad (2.42)$$

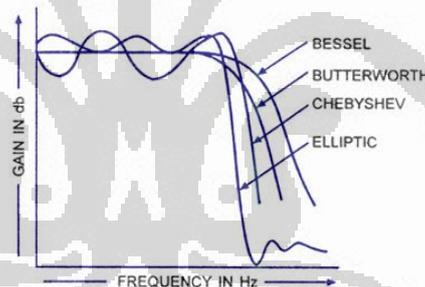
Gambar bandpass filter orde satu dan respon frekuensinya dapat dilihat pada Gambar 2.27. Dilihat dari respon frekuensi tersebut, maka bandpass filter menggabungkan fungsi highpass filter dan lowpass filter. Semakin dekat pada frekuensi resonansi maka kemiringan dari passband akan bernilai 12 dB/octave karena terdapat dua reaktansi yang berpengaruh sedangkan semakin menjauhi frekuensi resonansi maka kemiringan dari passband akan kembali menjadi 6 dB/octave karena hanya satu reaktansi yang berpengaruh. [32]⁽²³⁻²⁶⁾



Gambar 2.27. Rangkaian Resonansi RLC

Terdapat empat tipe band pass filter yang biasa digunakan. Perbandingan respon frekuensi ketiga tipe filter tersebut dapat dilihat pada Gambar 2.28 dan dijelaskan di bawah ini :

- filter butterworth : merupakan filter dengan selektivitas yang menengah dan mempunyai respon frekuensi passband stabil (tidak ada ripple).
- Filter chebyshev : merupakan filter yang mempunyai selektivitas yang tinggi tetapi respon frekuensi passbandnya tidak stabil (ada ripple).
- Filter elliptical mempunyai selektivitas yang paling tinggi diantara tipe filter yang lain tetapi mempunyai ripple baik pada bagian passband maupun stopband nya.
- Filter Bessel merupakan filter yang dioptimalkan untuk mendapatkan nilai group delay yang datar pada respon frekuensi passbandnya (sinyal mempunyai komponen delay yang sama pada frekuensi yang berbeda) atau respon fasa yang linear. [32]⁽³⁷⁻⁵³⁾



Gambar 2.28. Perbandingan Tipe-Tipe Filter

2.11.1. Karakterisasi Power Loss Ratio

Perancangan filter didasari dengan metode insertion loss karena memberikan level pengaturan yang tinggi terhadap amplitudo respon passband dan stopband serta karakteristik fasa dari filter. Pada metode insertion loss, respon dari filter ditentukan oleh insertion loss atau power loss ratio, P_{LR} dan ditunjukkan oleh rumus (2.42).

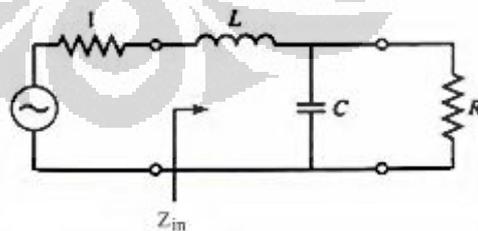
Butterworth filter memiliki keuntungan dimana respon frekuensi pada bagian passbandnya yang datar. Rumus power loss ratio dari low pass filter dengan tipe butterworth, yaitu :

$$P_{LR} = 1 + k^2 \frac{\omega^{2N}}{\omega_c^{2N}} \quad (2.43)$$

Dimana N merupakan orde atau elemen filter, ω_c merupakan frekuensi cutoff. Passband dari filter akan terbentang dari nilai $\omega = 0$ sampai $\omega = \omega_c$. Pada batas pass band low pass filter atau pada saat $\omega = \omega_c$, power loss rasionya adalah $1+k^2$. Jika titik tersebut dipilih sebagai poin -3 dB maka akan didapatkan nilai $k=1$. Untuk $\omega \gg \omega_c$ maka $P_{LR} = k^2 \frac{\omega^{2N}}{\omega_c^{2N}}$ yang menunjukkan insertion loss meningkat dengan kecepatan $20N$ dB/decade. [27]⁽⁴⁴³⁻⁴⁵⁰⁾

2.11.2. Low Pass Prototype Butterworth

Contoh rangkaian dua elemen dari low pass filter sederhana ditunjukkan oleh Gambar 2.29. Nilai normalisasi dari komponen L dan C pada Gambar 2.29 dapat dicari dengan mengasumsikan nilai impedansi sumber sebesar 1Ω ; $\omega_c = 1$. Dari persamaan (2.43), untuk $N=2$ maka *power loss ratio* dapat ditulis dengan $P_{LR} = 1 + \omega^4$



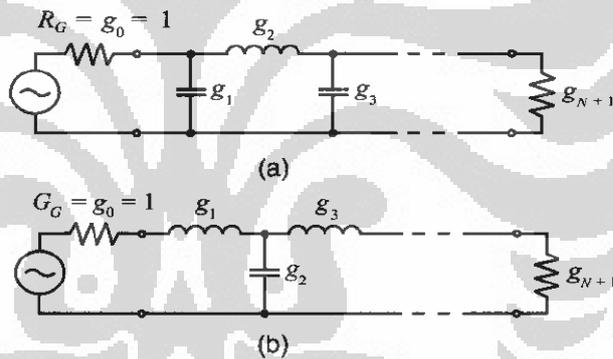
Gambar 2.29. Rangkaian Low Pass Filter Sederhana

Dengan $Z_{in} = j\omega L + \frac{R(1-j\omega RC)}{1+\omega^2 R^2 C^2}$ dan $\Gamma = \frac{Z_{in}-1}{Z_{in}+1}$ maka bisa didapatkan nilai normalisasi $L = C = \bar{2}$. Pada prinsipnya, prosedur diatas dapat digunakan kembali untuk mencari nilai elemen dari filter dengan jumlah elemen N. Dengan menggunakan prinsip tersebut maka nilai elemen dari rangkaian *ladder type* pada Gambar 2.30 dapat ditabulasikan pada Tabel 2.2 dengan ketentuan : [27]⁽⁴⁴³⁻⁴⁵⁰⁾

$g_o =$ generator resistance untuk gambar a
 generator conductance untuk gambar b

$g_k \ k = 1 s/d N =$ inductance untuk induktor seri
 capacitance untuk kapasitor paralel

$g_{N+1} =$ load resistance jika g_N adalah kapasitor paralel
 load conductance jika g_N adalah induktor seri

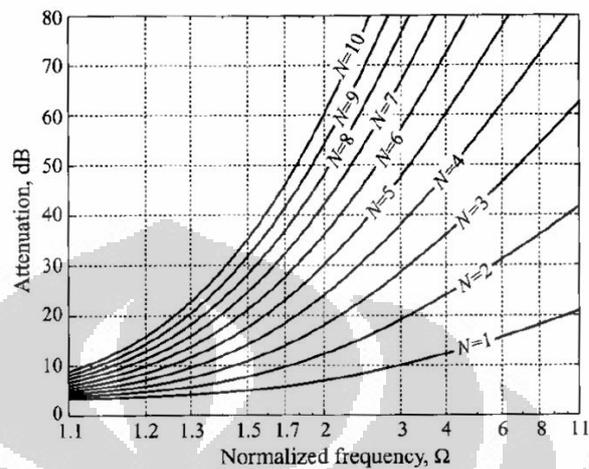


Gambar 2.30. Ladder Network

Tabel 2.2. Nilai Elemen Low Pass Filter Prototype

| N | g ₁ | g ₂ | g ₃ | g ₄ | g ₅ | g ₆ | g ₇ | g ₈ | g ₉ | g ₁₀ | g ₁₁ |
|----|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|
| 1 | 2.0000 | 1.0000 | | | | | | | | | |
| 2 | 1.4142 | 1.4142 | 1.0000 | | | | | | | | |
| 3 | 1.0000 | 2.0000 | 1.0000 | 1.0000 | | | | | | | |
| 4 | 0.7654 | 1.8478 | 1.8478 | 0.7654 | 1.0000 | | | | | | |
| 5 | 0.6180 | 1.6180 | 2.0000 | 1.6180 | 0.6180 | 1.0000 | | | | | |
| 6 | 0.5176 | 1.4142 | 1.9318 | 1.9318 | 1.4142 | 0.5176 | 1.0000 | | | | |
| 7 | 0.4450 | 1.2470 | 1.8019 | 2.0000 | 1.8019 | 1.2470 | 0.4450 | 1.0000 | | | |
| 8 | 0.3902 | 1.1111 | 1.6629 | 1.9615 | 1.9615 | 1.6629 | 1.1111 | 0.3902 | 1.0000 | | |
| 9 | 0.3473 | 1.0000 | 1.5321 | 1.8794 | 2.0000 | 1.8794 | 1.5321 | 1.0000 | 0.3473 | 1.0000 | |
| 10 | 0.3129 | 0.9080 | 1.4142 | 1.7280 | 1.9754 | 1.9754 | 1.7280 | 1.4142 | 0.9080 | 0.3129 | 1.0000 |

Gambar 2.31 menunjukkan plot dari karakteristik atenuasi untuk nilai N yang berbeda terhadap frekuensi yang ternormalisasi pada prototype lowpass filter.



Gambar 2.31. Karakteristik Atenuasi Butterworth Filter

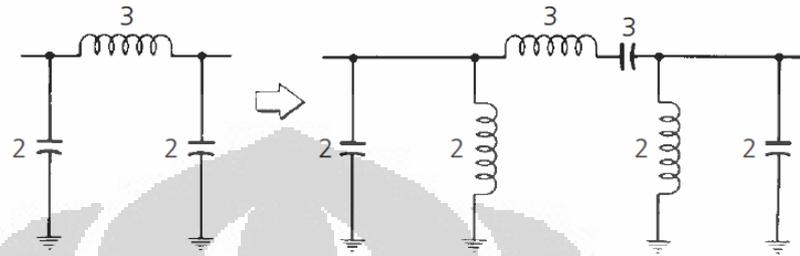
Penggunaan lebih banyak elemen atau lebih banyak pole dalam suatu filter akan menyebabkan kemiringan atenuasi passband menjadi lebih curam yang menyebabkan pemfilteran yang dilakukan menjadi lebih baik. Filter orde pertama akan menghasilkan kemiringan 6 dB/octave, filter orde kedua akan menghasilkan kemiringan 12 dB/octave, filter orde ketiga akan menghasilkan kemiringan 18 dB/octave. [31]⁽²²⁰⁻²²⁴⁾ [32]⁽³⁷⁻⁵³⁾

2.11.3. Band Pass Filter Butterworth

Rangkaian prototype low pass filter di atas dapat dilakukan transformasi untuk merancang band pass filter seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 2.32. Dalam band pass filter untuk mendapatkan $\frac{f}{f_c}$ maka harus dilakukan representasi terhadap bandwidthnya yang dapat dilihat dari rumus

$$\frac{BW}{BW_c} = \frac{f}{f_c} \quad (2.44)$$

Dimana BW = Bandwidth yang terjadi pada atenuasi yang tertentu dan BW_c = Bandwidth dari bandpass filter saat -3 dB. [32]⁽⁵⁷⁻⁶⁰⁾



Gambar 2.32. Transformasi Low Pass Menjadi Bandpass

Perancangan low pass filter pada bagian sebelumnya adalah perancangan dengan parameter yang ternormalisasi dengan impedansi sumber $R_S=1 \Omega$ dan frekuensi cutoff $\omega_c = 1$. Low pass filter prototype dapat diskalasikan dalam hal frekuensi dan impedansi untuk mendapatkan karakteristik bandpass.

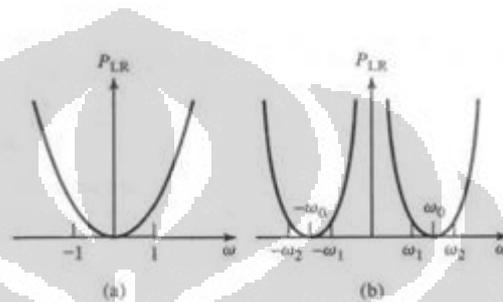
Skalasisasi impedansi. Pada rancangan prototype, impedansi sumber dan beban adalah satu. Resistansi sumber bernilai R_0 bisa didapatkan dengan mengalikan impedansi dari rancangan prototype dengan R_0 . Sehingga nilai elemen yang sudah diskalasisasikan terhadap impedansi dapat ditunjukkan dengan :

$$L_k = R_0 L_n ; C_k = \frac{C_n}{R_0} ; R_{Sk} = R_0 ; R_{Lk} = R_0 R_L \quad (2.45)$$

Dimana L_k , C_k , R_{Sk} , dan R_{Lk} merupakan nilai yang sudah diskalasisasikan terhadap impedansi dan L_n , C_n , R_L merupakan nilai sebelum diskalasisasikan terhadap impedansi. Skalasisasi kemudian dilakukan terhadap frekuensi untuk mendapatkan nilai elemen yang terskalasisasi secara impedansi maupun frekuensi

Skalasi frekuensi. Gambar 2.33 menunjukkan transformasi low pass filter prototype menuju bandpass filter. Jika ω_1 dan ω_2 merupakan batas passband dari bandpass filter dan ω_0 merupakan frekuensi sentral dari passband bandpass filter maka respon dari bandpass dapat diperoleh menggunakan substitusi frekuensi :

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{1}{\Delta} \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad ; \quad \Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.46)$$



Gambar 2.33. Bandpass Frequency Transformation. (a) low pass filter prototype untuk $\omega_c = 1$. (b) Transformasi ke respon bandpass

Skalasisasi frekuensi dilakukan dengan memanfaatkan persamaan (2.45) dan (2.46). Pada bagian reaktansi seri, kapasitor dan induktor dapat diskalasisasikan dengan rumus :

$$L'_{ks} = \frac{L_k}{\Delta\omega_0} \text{ dan } C'_{ks} = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k} \quad (2.47)$$

Untuk kapasitor yang dipasang paralel dapat diskalasisasikan dengan rumus :

$$L'_{kp} = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} \text{ dan } C'_{kp} = \frac{C_k}{\Delta\omega_0} \quad (2.48)$$

Dimana C_k dan L_k merupakan nilai kapasitansi dan induktansi setelah dilakukan skalasisasi impedansi dan C'_k dan L'_k merupakan nilai setelah dilakukan skalasi frekuensi.

Skalasisasi impedansi dan frekuensi kemudian digabung untuk memudahkan perhitungan. Untuk rangkaian resonansi yang disusun secara seri, digunakan rumus :

$$L'_{kS} = \frac{RL_n}{2\pi B} \text{ dan } C'_{kS} = \frac{B}{2\pi f_0^2 C_n R} \quad (2.49)$$

Dan untuk rangkaian resonansi paralel, digunakan rumus :

$$L'_{kP} = \frac{RB}{2\pi f_0^2 L_n} \text{ dan } C'_{kP} = \frac{C_n}{2\pi RB} \quad (2.50)$$

Dimana R merupakan impedansi beban, B merupakan 3-dB bandwidth dari rancangan akhir. [27]⁽⁴⁵⁴⁻⁴⁶²⁾

2.11.4. Respon Frekuensi dan Respon Waktu Band Pass Filter

Karakteristik dari suatu filter dapat dilihat melalui dua respon, yaitu respon frekuensi dan respon waktu. Respon frekuensi merupakan respon yang melihat suatu besaran terhadap frekuensi. Respon waktu merupakan respon yang melihat suatu besaran terhadap waktu. Sebagai contoh, sinyal sinusoidal yang mempunyai amplitudo yang periodical pada respon waktu tetapi hanya mempunyai satu amplitude pada respon frekuensi.

Respon frekuensi. Pada respon frekuensi, karakteristik yang dapat dilihat pada bandpass filter yang juga merupakan representasi rangkaian 2 port adalah gain yang dihasilkan oleh filter atau S21, input return loss yang ditunjukkan oleh S11, output return loss yang ditunjukkan oleh S22, bandwidth, kemiringan respon frekuensi dan selektivitas dari filter.

Respon waktu. Setiap sinyal yang dilewatkan pada filter akan mengalami delay. Bessel filter merupakan filter yang mempunyai kemampuan untuk membuat delay yang konstan pada passband. Hal

tersebut berarti, fasa dari sinyal output relatif terhadap input berubah sesuai dengan frekuensi yang diaplikasikan. Filter jenis lain seperti butterworth, chebyshev, dan elliptic mempunyai perubahan fasa sinyal output relatif terhadap sinyal input yang tidak proportional terhadap frekuensi. Besarnya perubahan fasa terhadap frekuensi dinamakan dengan group delay. Group delay akan meningkat seiring dengan orde filter yang digunakan.

Group delay merupakan karakteristik dari suatu filter yang perlu diperhatikan. Group delay yang tidak linear akan menyebabkan distorsi pada sinyal saat sinyal tersebut melewati filter. Group delay melihat delay yang terjadi pada suatu frekuensi saat frekuensi tersebut melewati filter. Sebagai contoh, sinyal dengan frekuensi 1 KHz mengalami pergeseran fasa sebesar 36° yang merupakan delay sebesar 0.1 ms (periode 1 KHz merupakan 1 ms dan 36° merupakan 0.1 cycle). Jika perubahan fasa proportional dengan frekuensi maka 2 KHz sinyal akan mengalami delay sebesar 0.1 ms pula (periode 2 KHz adalah 0.5 ms dan 72° merupakan 0.2 cycle). Hal tersebut merepresentasikan group delay yang konstan. Konsekuensi dari adanya delay yang tidak konstan akan menyebabkan distorsi dan ripple pada sinyal output. Rumus dari group delay dapat dinyatakan dengan :

$$t_g = \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (2.51)$$

Dimana $\phi \omega = \tan^{-1} \frac{\text{Im } H(\omega)}{\text{Re } H(\omega)}$

Dalam merancang filter maka perlu diperhatikan perancangan dengan fasa yang linear, dengan fasa yang linear maka group delay yang didapatkan akan bernilai konstan dan distorsi fasa sinyal sedikit dapat dikurangi. [36]⁽¹⁻¹³⁾[37]⁽⁴⁴⁻⁴⁶⁾

BAB 3

PERANCANGAN LOW NOISE AMPLIFIER DAN BANDPASS FILTER PADA SISTEM RECEIVER IiNUSAT

Nanosatelit yang akan dibuat merupakan program dari Inspire (*Indonesian Nanosatellite Platform Initiative for Research and education*) yang akan membuat nanosatelit dengan nama IiNUSAT (*Indonesian Inter University Satellite*).

3.1. Parameter Perancangan IiNUSAT

Dalam merancang suatu payload komunikasi dari nanosatelit maka diperlukan spesifikasi yang harus disepakati bersama. Spesifikasi satelit meliputi orbit, frekuensi kerja, kebutuhan daya, link budget, ukuran, berat, dll yang masing-masing akan mempengaruhi konsiderasi dalam perancangan payload komunikasi. Adapun spesifikasi dari IiNUSAT dilihat dari segi spesifikasi secara umum maupun spesifikasi yang berkaitan dengan payload komunikasi dapat dilihat pada Tabel 3.1. [4]

Tabel 3.1. Spesifikasi IiNUSAT

| SPESIFIKASI UMUM IiNUSAT | |
|--------------------------|--|
| Parameter | Ketentuan |
| Orbit | LEO <i>Sun synchronous</i> |
| Ketinggian | 700 Km |
| Inclination | 98° |
| Kecepatan | 7,5 Km/s |
| Bentuk | Hexagonal |
| Ukuran | Diameter = 30 Cm ; Tinggi = 35 Cm |
| Ruangan Piggyback (PSLV) | 600 mm (radial) x 700 mm (transversal) x 850 mm (tinggi) |
| Daya Payload Komunikasi | 9 W |
| Massa payload komunikasi | 2 Kg |
| Misi | <i>Emergency Communication</i> |

Tabel 3.1. Spesifikasi IiNUSAT (sambungan)

| SPESIFIKASI PAYLOAD KOMUNIKASI | |
|--------------------------------|---|
| Parameter | Ketentuan |
| Sistem | Full Dupleks |
| Metode Pengiriman | <i>Real Time & Store and forward</i> |
| Protokol | FX-25 |
| Frekuensi Kerja | Downlink = 436.915 MHz (bandwidth 30 KHz) Uplink = 145.95 MHz (bandwidth 10 KHz) |
| Jenis Data | TTC Uplink = Command dan update OBDH Downlink = Telemetry dan <i>house keeping</i> Data = Paket Karakter (500 karakter) |
| Bitrate | Downlink = 9600 Bps (FSK) Uplink = 1200 Bps (FSK) |
| BER minimum | 10^{-5} |
| Jenis Payload | <i>Regenerative</i> |
| Jenis Antenna | Receiver = Microstrip Transmitter = Loop |

Parameter spesifikasi IiNUSAT tersebut merupakan kesepakatan dari tim INSPIRE dengan segala pertimbangan yang telah dilakukan. Parameter yang dicantumkan di atas merupakan parameter yang sangat menentukan dalam perancangan payload komunikasi. Beberapa analisis dari parameter penting IiNUSAT diatas dapat dilihat pada bagian di bawah ini.

- Orbit

Orbit dari IiNUSAT adalah LEO *sun synchronous* dengan ketinggian 700 Km dan inklinasi 98° . Hal tersebut disebabkan karena satelit IiNUSAT diluncurkan secara piggyback mengikuti peluncur *Polar Satellite Launch Vehicle (PSLV)* dari India yang meluncurkan satelit ke orbit *polar sun synchronous* LEO. LEO menyebabkan IiNUSAT akan mempunyai path loss yang kecil tetapi akan selalu bergerak di angkasa sehingga dibutuhkan beberapa stasiun bumi untuk mencakup seluruh Indonesia dan hanya dapat diakses selama $\pm 8 - 10$ menit dalam satu kali putaran. Kecepatan satelit yang mencapai 7,5 Km/s disebabkan karena untuk menjaga satelit untuk tetap berada pada orbitnya.

- Bentuk, ukuran, daya, massa

Bentuk yang digunakan adalah hexagonal (segi enam) karena dapat mengoptimalkan efisiensi sel surya yang terdapat di badan IiNUSAT. Ukuran dari satelit adalah dengan diameter 30 cm dan tinggi 35 cm yang diharapkan cukup untuk membawa payload beserta subsistem dari satelit serta memenuhi spesifikasi ruangan piggyback PSLV. Daya dan berat yang dialokasikan untuk payload komunikasi masing-masing adalah 9 W dan 2 Kg. Ketersediaan daya sangatlah terbatas karena sel surya yang dapat diletakan pada tubuh satelit yang merupakan sumber daya dari IiNUSAT sangatlah sedikit. Daya pada receiver tidak terlalu mengalami permasalahan karena besarnya daya dari ground station.

- Misi

Misi juga merupakan salah satu parameter spesifikasi satelit yang penting dalam menentukan rancangan dan operasi dari satelit. Misi dari IiNUSAT ditujukan untuk aplikasi sederhana terlebih dahulu, yaitu komunikasi darurat agar kemungkinan keberhasilan operasional satelit menjadi lebih besar.

- Data Rate

Data rate untuk kebutuhan uplink adalah 1200 Bps dan downlink adalah 9600 Bps. Data rate ditentukan pada bagian modem. Yang perlu diperhatikan adalah semakin tinggi data rate yang dipakai akan menghasilkan noise yang besar karena bandwidth yang dipakai juga lebar. Pengalokasian data rate pada bagian downlink lebih besar daripada bagian uplink oleh karena banyaknya data yang dikirimkan ke stasiun bumi lebih banyak.

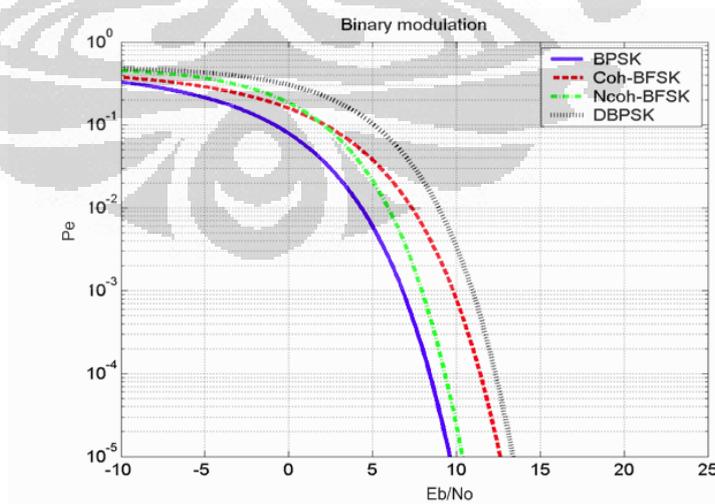
- Frekuensi Kerja

Komunikasi uplink akan mempunyai frekuensi kerja 145.95 MHz dengan bandwidth 10 KHz. Frekuensi kerja tersebut ditentukan berdasarkan regulasi terhadap alokasi frekuensi yang tersedia untuk

aplikasi satelit amatir yang diatur oleh AMSAT (Amateur Radio Satellite Corporation) dan regulasi alokasi spectrum frekuensi radio Indonesia yang dibuat oleh Depkominfo. Bandwidth sebesar 10 KHz merupakan bandwidth standar untuk VHF. Frekuensi downlink akan mempunyai frekuensi kerja 436.915 MHz dengan bandwidth 30 KHz.. Frekuensi uplink dan downlink mempunyai frekuensi yang berbeda yang dimaksudkan untuk mencegah terjadinya interferensi. Frekuensi downlink dibuat lebih besar dibandingkan dengan frekuensi uplink oleh karena kebutuhan pengiriman data dari satelit ke stasiun bumi yang lebih banyak dibandingkan pengiriman data dari stasiun bumi ke satelit. Pemilihan frekuensi antara 30 MHz – 3 GHz oleh karena sinyal dapat melewati lapisan ionosfer tetapi sinyal akan mengalami degradasi pada lapisan tersebut.

- Tipe Modulasi

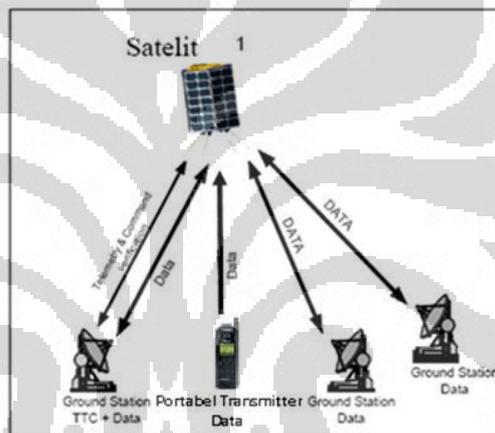
Dua tipe modulasi menjadi pertimbangan dalam perancangan linusat, yaitu Frequency Shift Keying (FSK) dan Phase Shift Keying (PSK). Tipe modulasi yang dipilih adalah FSK karena rangkaian yang lebih sederhana dari PSK tetapi mempunyai SNR yang lebih buruk dari PSK. Hal tersebut ditunjukkan oleh Gambar 3.1. [5]



Gambar 3.1. BER FSK dan PSK

3.2. Konsep Operasi

Terdapat tiga jenis ground segment atau ground station dalam pengoperasian IiNUSAT, yaitu stasiun bumi kontrol (GS-C), stasiun bumi partisipan (GS) dan suatu portable transmitter. GS-C adalah stasiun bumi yang bisa melakukan semua akses kepada satelit yaitu menerima data telemetry, pengiriman command kepada satelit, pengiriman data dan menerima data. GS adalah stasiun bumi yang bisa melakukan akses kepada satelit hanya untuk mengirimkan data maupun menerima data dari satelit baik secara *realtime* maupun secara *store and forward*. Sementara portabel transmitter hanya untuk mengirimkan data. Penjelasan di atas ditunjukkan pada Gambar 3.2.



Gambar 3.2. Konsep Operasi

Ringkasan dari konsep operasi IiNUSAT adalah sebagai berikut :

- GS-C dapat mengirim sinyal command ke satelit untuk *on/off broadcast*
- Hanya satu GS-C yang dapat mengirim sinyal command.
- Tiap GS dapat mengirim pesan singkat untuk di broadcast ke GS lain baik secara *real time* maupun *store and forward*.
- Tiap GS secara simultan bisa mengirim sms data (TDMA)
- Tiap GS dapat menerima sinyal sms dari GS lain dan data telemetry satelit dengan data telemetry menjadi prioritas utama.

Data yang dikirim adalah berupa pesan singkat dengan jumlah data yang direncanakan adalah 500 karakter. Tiap karakter menggunakan 8 bit ditambah dengan 1 bit start dan 1 bit stop. Perkiraan awal total bit per paket adalah 5200 bit. Dengan kecepatan transmisi data 1200 bps, satu paket data dapat dikirimkan dengan membutuhkan waktu kurang lebih 9 detik. Tabel protokol pengiriman data dapat dilihat pada Tabel 3.2. [4]⁽¹⁵⁻¹⁷⁾

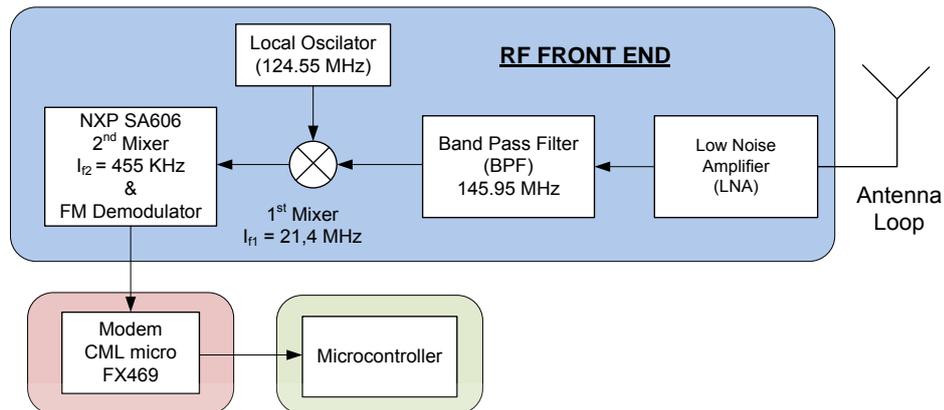
Tabel 3.2. Protokol Pengiriman Data

| Address | Code | Info | End of line | Check Sum |
|---------|--------|----------|-------------|-----------|
| 80 Bit | 50 Bit | N*10 Bit | 20 Bit | 50 Bit |

3.3. Perancangan Sistem Receiver

Skema dari perancangan perangkat payload komunikasi ditunjukkan oleh Gambar 3.3. Terdapat tiga bagian penting pada perancangan sistem payload komunikasi. Bagian pertama adalah *RF front end* yang menangani proses sinyal pada frekuensi radio sebelum masuk ke modem. Bagian kedua adalah modem yang merupakan bagian yang menangani pengubahan sinyal informasi dari sinyal digital ke sinyal analog agar dapat ditransmisikan melalui berbagai media transmisi ataupun sebaliknya. Bagian ketiga merupakan microcontroller yang mengatur pemrosesan data pada sinyal sebelum ataupun sesudah melewati modem.

Perancangan sistem receiver berdasarkan pada superheterodyne receiver dual konversi frekuensi atau frekuensi yang ditangkap antenna akan diturunkan dua kali sebelum sinyal carrier didemodulasi menjadi sinyal informasi untuk meningkatkan selektifitas dari sinyal dan menanggulangi *image frequency* sinyal input. Skema dari receiver dengan alternatif perancangan yang didasarkan pada referensi [5] dapat dilihat pada Gambar 3.3



Gambar 3.3. RF Front End

Penjelasan perangkat yang digunakan pada sistem receiver, yaitu :

- Antena = loop

Antenna loop dipasang mengikuti badan dari IiNUSAT dan digunakan untuk menangkap sinyal dari stasiun bumi. Antena dirancang agar mempunyai frekuensi kerja 145.95 MHz. Gain dari antenna pada sambungan uplink atau pada bagian receiver dianggap 0 dB untuk memperhitungkan kemungkinan terburuk pada perhitungan link budget.

- Low Noise Amplifier (LNA)

Pada LNA, sinyal yang masuk akan dikuatkan dengan menambah atau menguatkan noise atau distorsi sekecil mungkin. LNA terdiri dari rangkaian matching input, rangkaian amplifier, dan rangkaian matching output serta rangkaian biasing.

- Band pass filter (BPF)

Setelah sinyal melewati LNA maka sinyal tersebut akan melewati BPF yang akan melewatkan jangkauan frekuensi tertentu pada frekuensi kerja 145.95 MHz.

- 1st Mixer 21,4 MHz & local oscillator 123,6 MHz

Mixer akan menyelisihkan frekuensi dari BPF yang masuk sebesar 145.95 MHz dan frekuensi yang dihasilkan pada local oscillator sebesar 124,55 MHz sehingga menghasilkan *intermediate frequency 1* (I_{f1}) 21,4 MHz.

- 2nd Mixer & FM demodulator 455 KHz = NXP SA606

Oleh karena receiver yang digunakan akan berfungsi sebagai dual conversion receiver maka mixer kedua dibutuhkan pada sistem. SA606 merupakan integrated circuit (IC) yang menyediakan fungsi 2nd mixer, local oscillator, FM demodulator, dan limiter. Sinyal yang masuk ke SA606 akan diturunkan frekuensinya menggunakan 2nd mixer menjadi 455 MHz. Kemudian sinyal akan masuk ke FM demodulator yang akan mendemodulasi sinyal menjadi sinyal baseband.

- Modem CML micro FX 469

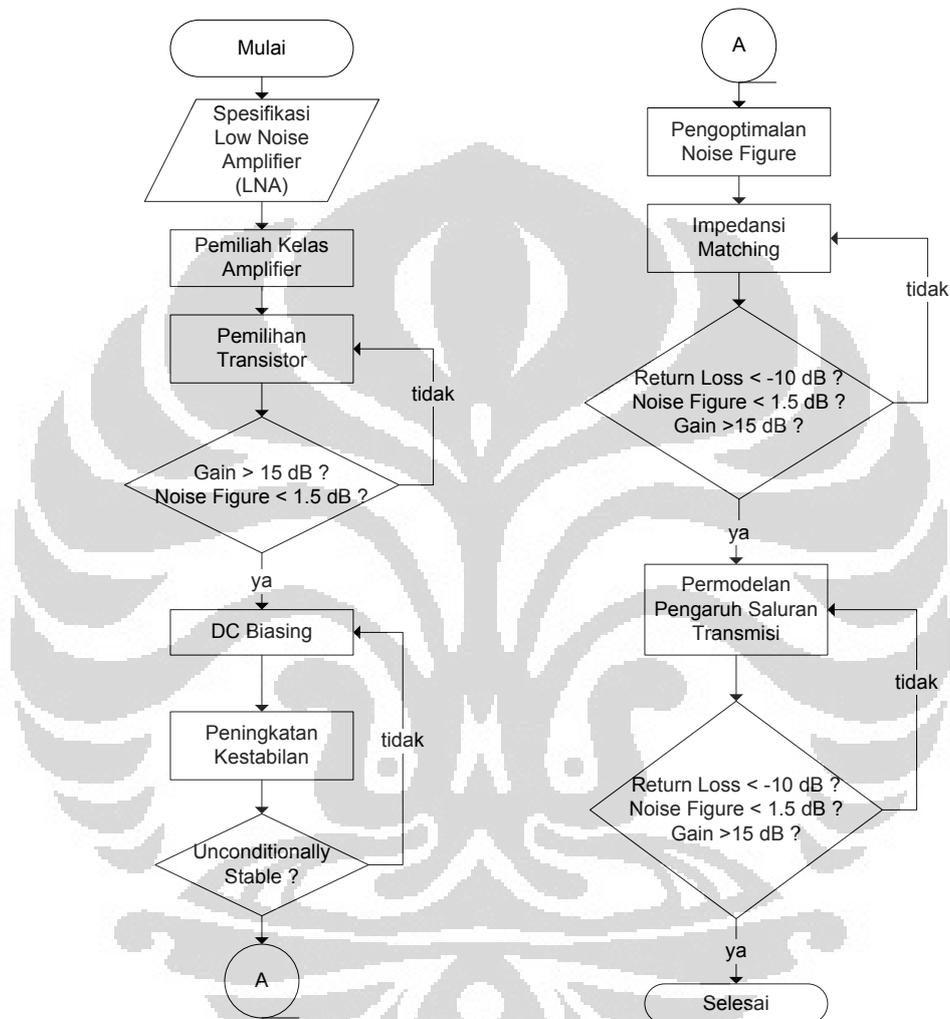
FX469 akan mengkonversikan sinyal analog menjadi sinyal digital serta melakukan proses pada sinyal tersebut. Di dalam modem bisa terjadi proses modulasi, coding, dll.

- Microcontroller merupakan perangkat yang digunakan untuk mengolah dan mengontrol data digital baik untuk dilakukan penyimpanan pada data maupun penyaluran data kepada perangkat lain.

Dalam alternatif penggabungan perancangan sistem RF secara independen dengan penggunaan IC yang mempunyai fungsi tertentu membutuhkan waktu yang cukup lama tetapi mempunyai harga yang murah, spesifikasi yang dapat kita tentukan sendiri, kesempatan dalam pembelajaran yang besar, dan lebih independen. Perancangan sistem receiver yang akan dibahas lebih difokuskan pada perancangan low noise amplifier dan bandpass filter yang akan dibahas dengan lebih spesifik pada bagian berikutnya. [5]

3.4. Perancangan Low Noise Amplifier

Gambar 3.4 merupakan flow chart atau diagram alir dari langkah-langkah perancangan dari low noise amplifier.



Gambar 3.4. Flow Chart Perancangan Low Noise Amplifier

3.4.1. Spesifikasi Low Noise Amplifier

Spesifikasi low noise amplifier yang digunakan dalam sistem receiver payload komunikasi dari IiNUSAT berdasarkan pada referensi [5] dan dapat dilihat pada Tabel 3.3. Perancangan low noise amplifier sangat berkaitan erat dengan nilai gain dan noise figure.

Tabel 3.3. Spesifikasi Low Noise Amplifier

| Parameter | Nilai |
|-------------------|------------|
| Frekuensi Kerja | 145.95 MHz |
| Gain (S21) | > 15 dB |
| Noise Figure (NF) | < 1.5 dB |
| Kestabilan | > 1 |
| Return Loss | < -10 dB |
| Bandwidth | 5 - 15 MHz |

Pada Tabel 3.1 di atas dapat dilihat bahwa bandwidth dari sinyal adalah 10 KHz sedangkan untuk mendapatkan bandwidth sebesar 10 KHz merupakan persoalan yang tidak mudah. Oleh karena itu bandwidth kanal dari LNA digunakan bernilai 15-25 MHz berdasarkan referensi [5] yang dianggap dapat memenuhi syarat dari bandwidth low noise amplifier serta sedikit mengalami interferensi dengan frekuensi kerja dari satelit lain.

3.4.2. Pemilihan Kelas LNA

Titik kerja dari transistor ditentukan dari karakteristik transistor yang dilihat pada grafik V_{CE} VS I_C . Penentuan titik kerja agar bekerja pada kelas A adalah pada bagian tengah atau bagian linear dari grafik tersebut yang jika dilakukan analisis load line akan menunjukkan sinyal input dari amplifier akan dikuatkan sepenuhnya. Penentuan titik kerja merupakan hal yang sangat penting karena akan berhubungan dengan distorsi dari sinyal dan efisiensi dari amplifier sendiri. Low noise amplifier yang dipilih adalah Kelas A oleh karena beberapa hal, yaitu :

- Tidak rumit, perancangan dari low noise amplifier kelas A tidaklah serumit dari kelas lainnya oleh karena semua sinyal yang menjadi input dari amplifier akan dikuatkan seluruhnya atau mempunyai konduksi 360^0 . Sehingga tidak perlu menggunakan dua bagian

amplifier untuk mendapatkan keseluruhan sinyal output yang diinginkan

- Konduksi 360⁰, hal ini akan menguatkan keseluruhan sinyal yang menjadi input dari amplifier dan dapat memperkecil distorsi crossover yang terjadi pada amplifier kelas B saat penggabungan dua system amplifier untuk membentuk sinyal output sehingga distorsi yang terjadi pada sinyal dapat diperkecil.
- Suhu, Kelas A juga dipilih oleh karena sinyal masukan dari LNA yang mempunyai arus kecil (arus dari antenna) sehingga tidak akan mengalami suhu yang berlebihan dan membuat perangkat rusak.

Kekurangan dari pemilihan kelas A amplifier adalah efisiensinya yang sangat kecil, dibawah 50 %

3.4.3. Pemilihan Transistor

Sesuai dengan diagram alir, setelah pemilihan kelas LNA maka akan dilakukan pemilihan transistor yang sangat penting dalam perancangan. Pemilihan transistor berdasarkan pada fungsi dan parameter low noise amplifier yang dideskripsikan pada datasheet. Transistor yang digunakan adalah keluaran dari Renesas dengan tipe 2SC5006 dengan spesifikasi utama dapat dilihat pada Tabel 3.4 dan datasheet pada Lampiran 1.

2SC5006 merupakan *bipolar junction transistor* (BJT) dengan tipe NPN. Tipe NPN digunakan oleh karena pergerakan elektron lebih cepat yang menyebabkan arus lebih besar. Transistor terdiri dari terminal base, emitter dan collector. BJT mengatur arus yang mengalir didalamnya dengan nilai yang proportional dengan tegangan biasing pada bagian base.

Tabel 3.4. Spesifikasi Transistor 2SC5006

| Parameter | Nilai |
|---------------------|---------------------|
| Fungsi | Low Noise Amplifier |
| Operating Frequency | VHF – UHF |
| Vce max | 12 V |
| Ic max | 100 mA |
| Temperatur | -60 – 150 °C |
| Noise Figure | < 1.5 dB |
| S21 / gain | > 20 dB |

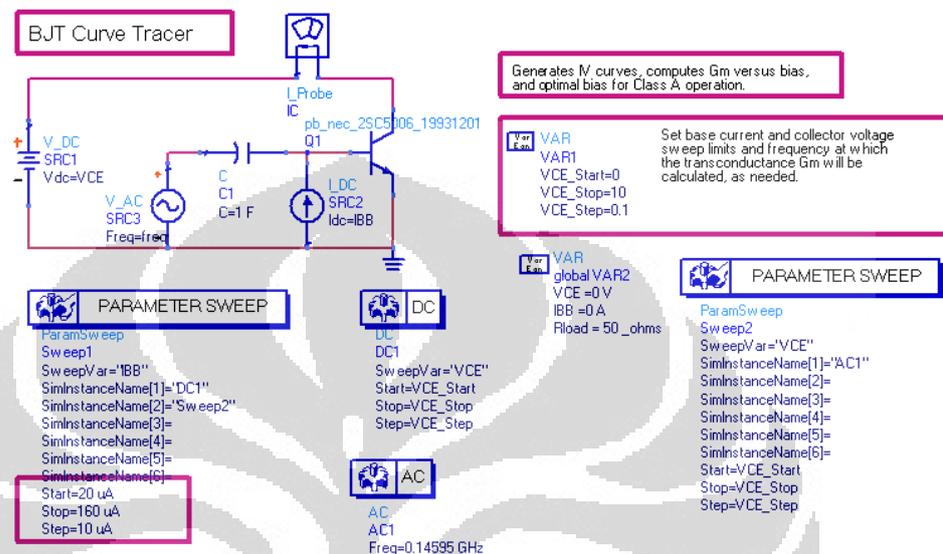
Dari tabel tersebut dapat dilihat bahwa semua spesifikasi low noise amplifier dapat terpenuhi oleh transistor yang digunakan. Terdapat beberapa parameter yang perlu dijelaskan lebih lanjut, yaitu :

- Fungsi dari transistor merupakan hal pertama yang harus dilihat pada datasheet yang diberikan. Biasanya fungsi dari transistor dideskripsikan pada judul datasheet. 2SC5006 mempunyai fungsi sebagai aplikasi low noise amplifier.
- Frekuensi kerja dari transistor juga merupakan spesifikasi dari LNA yang perlu diperhatikan. 2SC5006 bekerja antara rentang frekuensi VHF dan UHF yang sesuai dengan frekuensi kerja yang dipakai IiNUSAT. Informasi mengenai frekuensi kerja dari 2SC5006 dapat dilihat pada bagian deskripsi di datasheet.
- Vce max dan Ic max merupakan nilai maksimum dari transistor yang jika diaplikasikan melebihi nilai tersebut akan menyebabkan transistor menjadi gagal beroperasi.

3.4.4. DC Biasing

Setelah transistor yang akan digunakan telah dipilih maka hal berikutnya yang harus dilakukan adalah memberikan bias pada transistor tersebut agar bekerja sesuai dengan kelas A amplifier yang

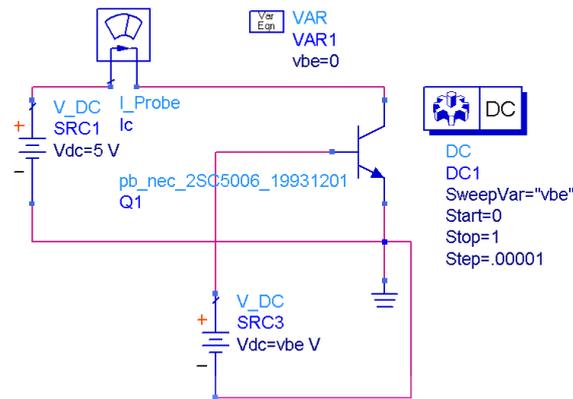
telah ditentukan pula. Penentuan titik kerja dari transistor akan sangat dipengaruhi oleh karakteristik I_C Vs V_{CE} . Gambar 3.5 di bawah ini merupakan rangkaian yang digunakan untuk melihat karakteristik dari transistor 2SC5006.



Gambar 3.5. Rangkaian Simulasi Karakteristik I_C Vs V_{CE} 2SC5006

Berdasarkan hasil simulasi dari rangkaian di atas yang dijelaskan pada subbab 4.1.1 maka ditentukan biasing pada transistor 2SC5006 adalah $I_C = 9.781$ mA, $V_{CE} = 5$ V, dan $I_B = 70$ μ A. Biasing dengan nilai tersebut akan memberikan efisiensi kelas A amplifier sebesar 37 %. Hal tersebut menunjukkan efisiensi yang lumayan baik untuk amplifier dengan kelas A. Selain grafik I_C VS V_{CE} , karakteristik lain yang perlu dilihat adalah V_{BE} VS I_C dari transistor dengan nilai karakteristik lain yang telah ditentukan sebelumnya. Rangkaian yang digunakan untuk melihat karakteristik V_{BE} VS I_C dari 2SC5006 dapat dilihat pada Gambar 3.6 di bawah ini.

Konfigurasi common emitter yang merupakan konfigurasi dengan bagian emitter terhubung ke ground. Konfigurasi ini digunakan oleh karena mempunyai nilai gain untuk arus dan daya yang paling besar dibandingkan dengan konfigurasi lain.



Gambar 3.6. Rangkaian Simulasi Karakteristik I_C Vs V_{BE} 2SC5006

Berdasarkan hasil simulasi dari rangkaian tersebut akan ditentukan nilai $V_{BE} = 0.78774$ V. Setelah semua parameter biasing, yaitu I_C , V_{CE} , I_B , dan V_{BE} telah ditentukan maka perancangan rangkaian biasing dengan menggunakan voltage divider bias akan dilakukan. Rumus (2.20) s/d (2.24) akan digunakan untuk menentukan nilai elemen resistor pada rangkaian voltage divider yang ditunjukkan pada Gambar 2.18. Perhitungannya dapat dilihat pada bagian di bawah ini.

Diketahui :

$I_C = 9.781$ mA, $V_{CE} = 5$ V, dan $I_B = 70$ μ A, $V_{BE} = 0.78774$ V, dan $V_{CC} = 10$ V.

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{9.781 \text{ mA}}{70 \mu\text{A}} = 139.7286$$

$$I_C \cong I_E = 9.781 \text{ mA}$$

$$V_E = 0.1 \times V_{CC} = 0.1 \times 10 \text{ V} = 1 \text{ V}$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0.78774 + 1 = 1.78774 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1 \text{ V}}{9.781 \text{ mA}} = 102.239 \Omega$$

$$R_C = \frac{V_C}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{10 - 5 - 1 \text{ V}}{9.781 \times 10^{-3} \text{ A}} = 408.956 \Omega$$

Oleh karena perhitungan dari voltage divider biasing berdasarkan dari aproksimasi yang dilakukan dan sudah dijelaskan maka aproksimasi rumus (2.20) dapat dilakukan jika nilai

$$R_2 \leq \frac{1}{10} \beta R_E$$

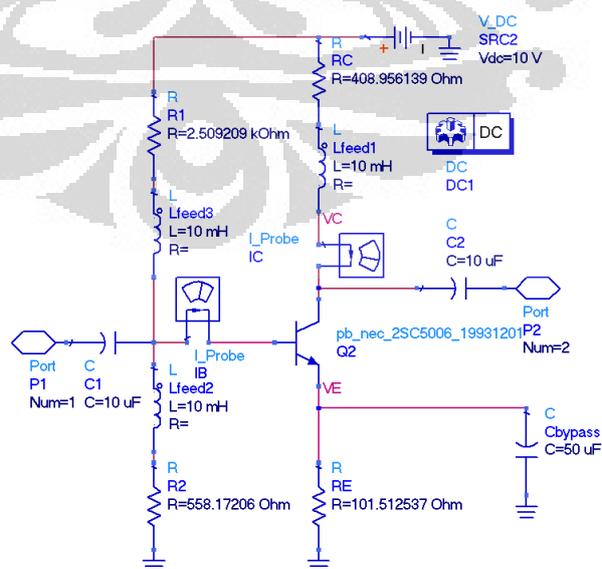
$$R_2' \leq \frac{1}{10} \times 139.7286 \times 102.239 \leq 1428.571 \Omega$$

$$R_2 = R_2' - 0.61 \times R_2' = 1428.571 - 0.75 \times 1428.571 \\ = 557.143 \Omega$$

Dari rumus (2.24) akan didapatkan nilai R_1 :

$$R_1 = \frac{R_2 V_{CC}}{V_B} - R_2 = \frac{557.143 \times 10}{1.78774} - 557.143 = 2559.322 \Omega$$

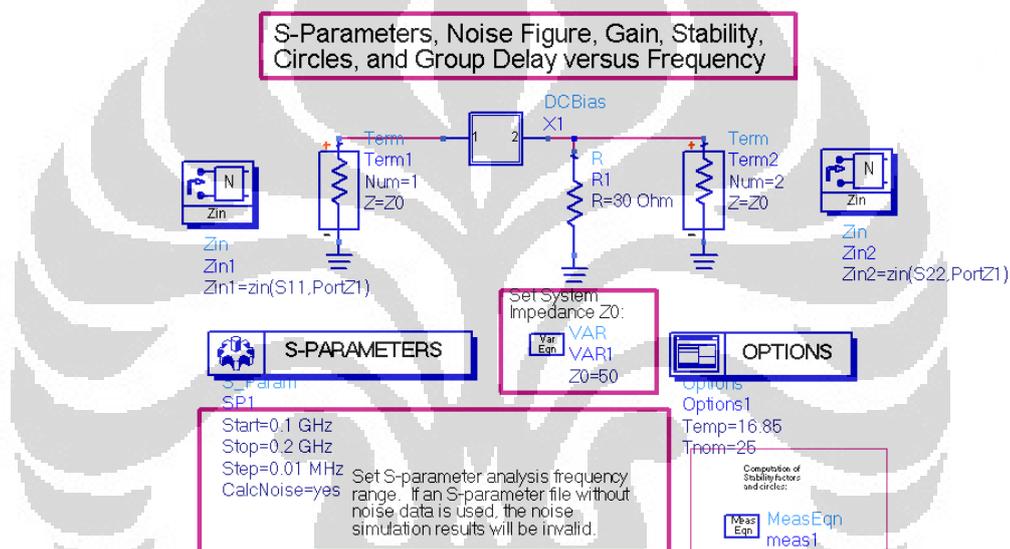
Berdasarkan perhitungan di atas maka dapat ditentukan rangkaian DC biasing seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.7 di bawah ini. Pada rangkaian tersebut mempunyai nilai yang sedikit berbeda dari hasil perhitungan yang akan dibahas pada subbab 4.1.1.



Gambar 3.7. Rangkaian Biasing 2SC5006

3.4.5. Stabilitas Transistor

Stabilitas dari transistor pada perancangan low noise amplifier sangat penting untuk melihat bahwa sinyal tidak beresilasi. Rangkaian untuk melihat kestabilan dari transistor dapat dilihat pada Gambar 3.8. Pada Rangkaian tersebut dapat menganalisa berbagai macam nilai seperti kestabilan, gain, noise figure, dll. Kotak pada rangkaian tersebut menunjukkan subcircuit dari rangkaian biasing yang telah dijelaskan pada bagian sebelumnya.



Gambar 3.8. Rangkaian Analisis Kestabilan

Sebelum penempatan resistor secara paralel pada bagian output, nilai kestabilan $k < 1$. Setelah penempatan resistor secara paralel maka nilai kestabilan akan bertambah. Analisa dari kestabilan akan dijelaskan pada subbab 4.1.2.

3.4.6. Optimalisasi Noise Figure

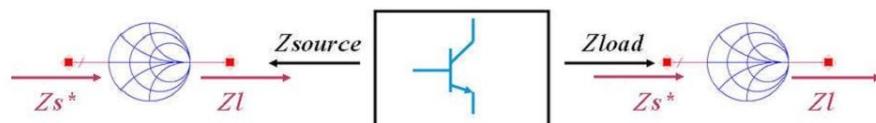
Noise figure merupakan parameter yang penting dalam perancangan low noise amplifier. Noise figure dari LNA dapat dimaksimalisasikan

dengan menentukan nilai dari impedansi sumber, Z_{source} dan impedansi beban, Z_{load} yang memberikan noise figure paling maksimal. Penentuan noise figure maksimal ditentukan berdasarkan simulasi yang akan dibahas pada subbab 4.1.3. Pada simulasi maka akan diketahui bahwa untuk mencapai noise figure yang minimum maka nilai $Z_S = 35.1+j6.9$ dan $Z_L = 26.8+j4.49$.

Peningkatan nilai resistor sebesar 20 ohm menjadi 50 ohm pada stabilitas transistor akan membuat nilai noise figure dan gain dari amplifier akan menjadi optimal. Sehingga Gambar 3.8 sekarang akan mempunyai nilai $R_{\text{stable}} = 50$ ohm. Pengaruh dari peningkatan nilai resistor tersebut akan mengubah nilai Z_S dan Z_L dari noise figure optimum pada rangkaian biasing amplifier menjadi $Z_S = 34.037+j6.374$ dan $Z_L = 40.878+j10.580$. Setelah Z_S dan Z_L ditentukan maka *impedance matching* dilakukan terhadap output dan input dari rangkaian biasing dengan nilai dari Z_S dan Z_L yang telah didapatkan untuk mendapatkan noise figure yang paling optimum dari amplifier.

3.4.7. Impedance Matching

Pada perangkat lunak *advanced design system* (ADS), *impedance matching* dapat dilakukan dengan menggunakan smith chart tool. Konsep dari smith chart pada ADS dapat dilihat pada Gambar 3.9. Gambar smith chart menunjukkan komponen pada ADS, smith chart sebelah kiri untuk input impedance matching dan sebelah kanan untuk output impedance matching. *Smith chart component* pada ADS membutuhkan Z_{source} menunjuk masuk ke smith chart dan Z_{load} keluar dari smith chart.

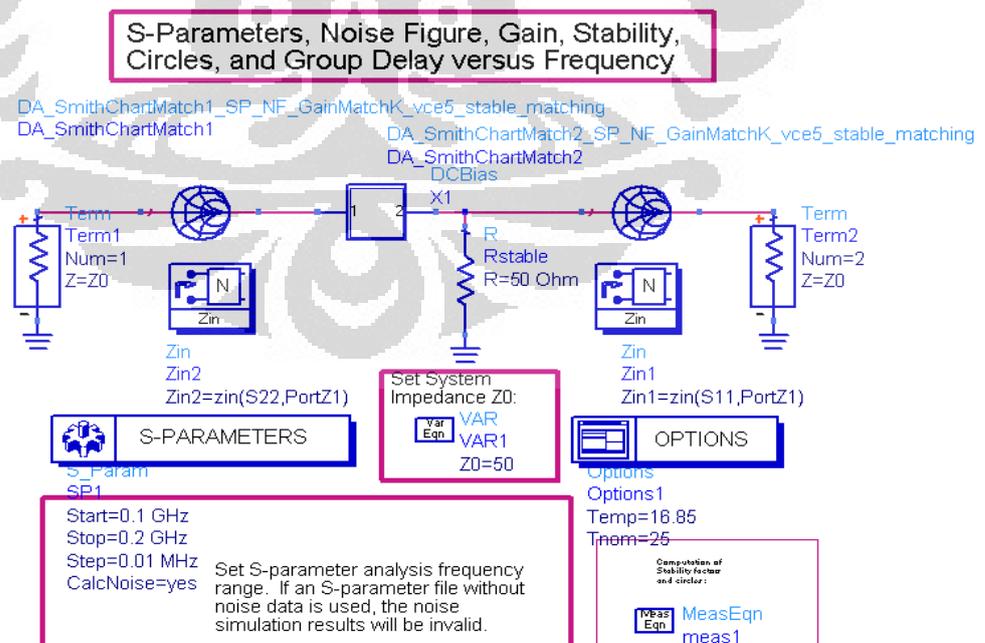


Gambar 3.9. Konsep Impedance Matching ADS

Pada bagian input impedance matching, nilai Z_S (Z_{source}) dari rangkaian biasing yang telah didapatkan menunjukkan perbedaan arah dengan representasi smith chart $Z_{L(ADS)}$ di ADS sehingga nilai Z_S harus dikonjugasikan saat memasukan nilai dalam smith chart di ADS. Nilai $Z_S = 34.037+j6.374$ akan menjadi $Z_S^* = 34.037-j6.374$ atau pada ADS akan direpresentasikan dengan nilai $Z_{L(ADS)} = 34.037-j6.374$. Z_S pada ADS akan bernilai 50 ohm yang merupakan impedansi dari sumber.

Pada bagian output impedance matching, nilai Z_L (Z_{load}) akan searah dengan representasi smith chart $Z_{S(ADS)}$ pada ADS. Oleh karena itu Z_L tidak harus dikonjugasikan saat memasukan nilai dalam smith chart di ADS. Nilai $Z_L = 40.878+j10.580$ akan tetap atau pada ADS akan direpresentasikan dengan nilai $Z_{S(ADS)} = 40.878+j10.580$. Z_L pada ADS akan bernilai 50 ohm yang merupakan impedansi beban.

Impedance matching dalam ADS dilakukan dengan melihat rangkaian pada Gambar 3.10. Pada gambar tersebut dapat dilihat bahwa smith chart satu diperuntukan untuk input impedance matching dan smith chart dua untuk output impedance matching.

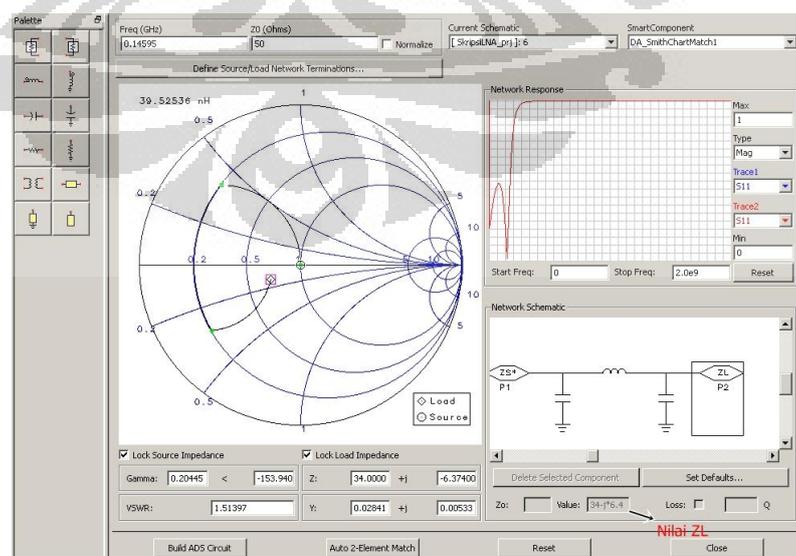


Gambar 3.10. Rangkaian Impedance Matching

Pada smith chart satu, pemilihan nilai pada smith chart adalah $Z_L = 34.037 - j6.374$ dan $Z_S^* = 50 + j*0$. Pemilihan tersebut ditunjukkan pada Gambar 3.11. Pada gambar tersebut, impedansi Z_L akan dibuat menjadi 50 ohm pada bagian inputnya sehingga transmisi sinyal dapat dilakukan dengan maksimal. Nilai dari Z_L akan dibawa menuju 50 ohm atau Z_S^* dengan menggunakan komponen seperti kapasitor dan induktor. Dari gambar tersebut dapat dilihat impedance matching yang digunakan adalah pi matching dengan tipe low pass filter dengan komponen paralel pertama dari Z_L merupakan kapasitor. Nilai untuk setiap komponen yang digunakan dapat dicari dengan menggunakan rumus (2.39) dan (2.40) dan ditunjukkan pada Tabel 3.5. Perbedaan kecil pada hasil perhitungan dan simulasi disebabkan karena factor pembulatan nilai yang berbeda.

Tabel 3.5. Nilai *Input Impedance Matching*

| Jenis | Perubahan | z0 (ohm) | Frekuensi (Hz) | Perhitungan | Simulasi |
|------------|-----------|----------|----------------|--------------|--------------|
| Cinmatch_1 | 1.94357 | 50 | 1.4595E+08 | 4.2388E-11 F | 4.2388E-11 F |
| Linmatch_1 | 0.72492 | 50 | 1.4595E+08 | 3.9525E-08 H | 3.9525E-08 H |
| Cinmatch_2 | 1.96316 | 50 | 1.4595E+08 | 4.2815E-11 F | 4.2816E-11 F |

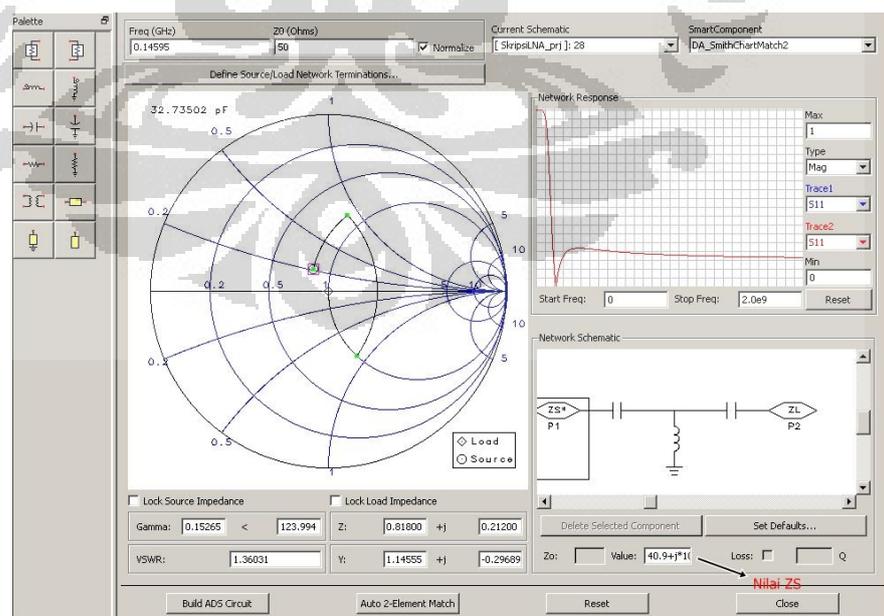


Gambar 3.11. Input Impedance Matching

Pada smith chart dua, pemilihan nilai pada smith chart adalah $Z_S^*_{(ADS)} = 40.878 + j10.580$ dan $Z_L = 50 + j*0$. Pemilihan tersebut ditunjukkan pada Gambar 3.12. Pada gambar tersebut, impedansi Z_S akan dibuat menjadi 50 ohm pada bagian inputnya sehingga transmisi sinyal dapat dilakukan dengan maksimal. Nilai dari Z_S akan dibawa menuju 50 ohm atau Z_L dengan menggunakan komponen seperti kapasitor dan induktor. Dari gambar tersebut dapat dilihat *impedance matching* yang digunakan adalah pi matching dengan tipe high pass filter dengan komponen paralel pertama dari Z_L merupakan induktor. Cara yang sama pada *input impedance matching* dilakukan pada *output impedance matching* dan ditunjukkan pada Tabel 3.6.

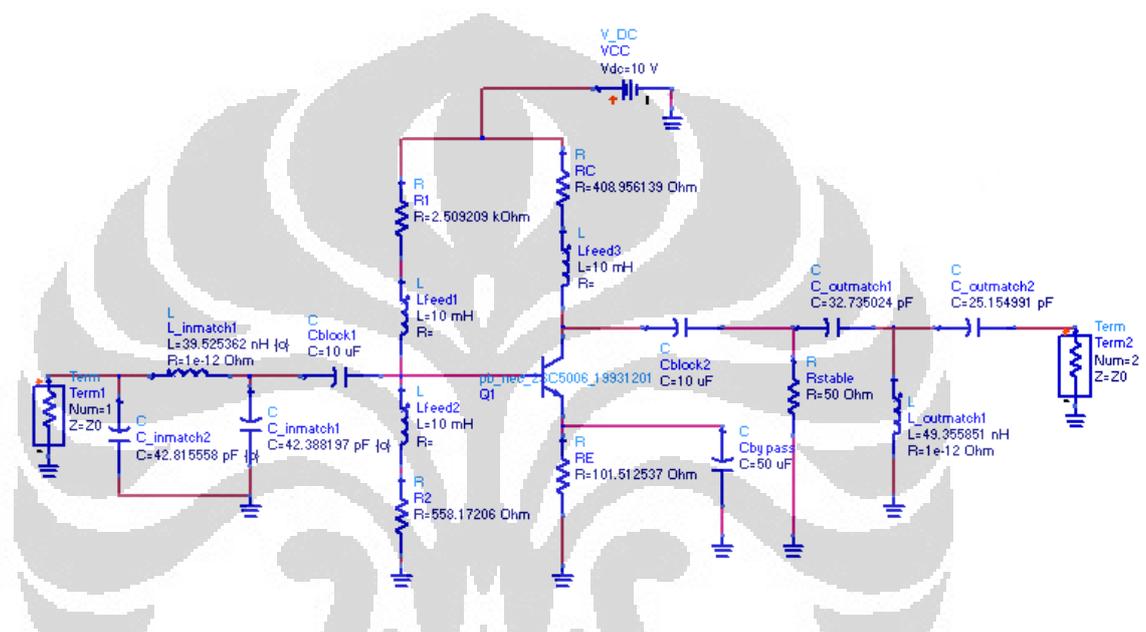
Tabel 3.6. Nilai *Output Impedance Matching*

| Jenis | Perubahan | z_0 (ohm) | Frekuensi (Hz) | Perhitungan | Simulasi |
|------------|-----------|-------------|----------------|--------------|--------------|
| Cinmatch_2 | 0.86701 | 50 | 1.4595E+08 | 2.5155E-11 F | 2.5155E-11 F |
| Linmatch_1 | 1.10471 | 50 | 1.4595E+08 | 4.9356E-08 H | 4.9356E-08 H |
| Cinmatch_1 | 0.66624 | 50 | 1.4595E+08 | 3.2735E-11 F | 3.2735E-11 F |



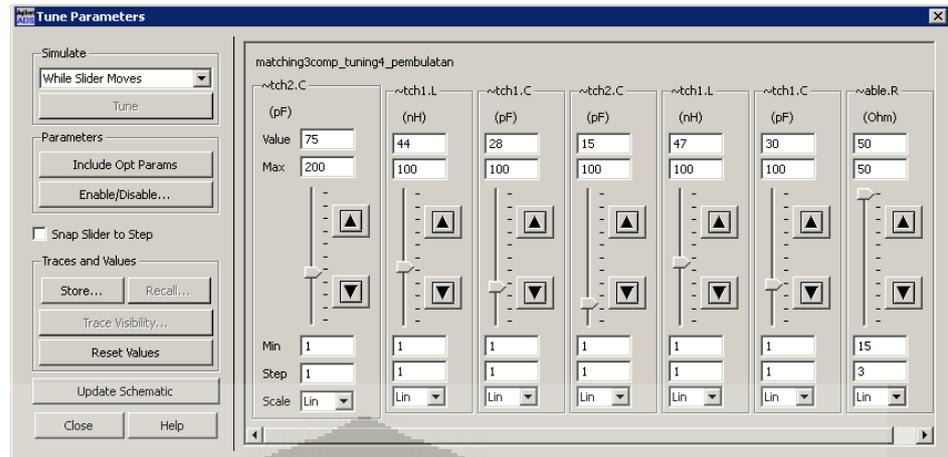
Gambar 3.12. Output Impedance Matching

Semua representasi subcircuit seperti biasing, input, dan output impedansi matching dari rangkaian LNA dengan noise figure optimum yang telah dirancang dapat dikeluarkan sehingga memberikan gambaran keseluruhan dari LNA yang telah dibuat. Hal tersebut juga berguna dalam proses tuning dalam ADS untuk mencari return loss yang paling optimum. Gambar dari keseluruhan rangkaian dalam ADS dapat dilihat pada Gambar 3.13.



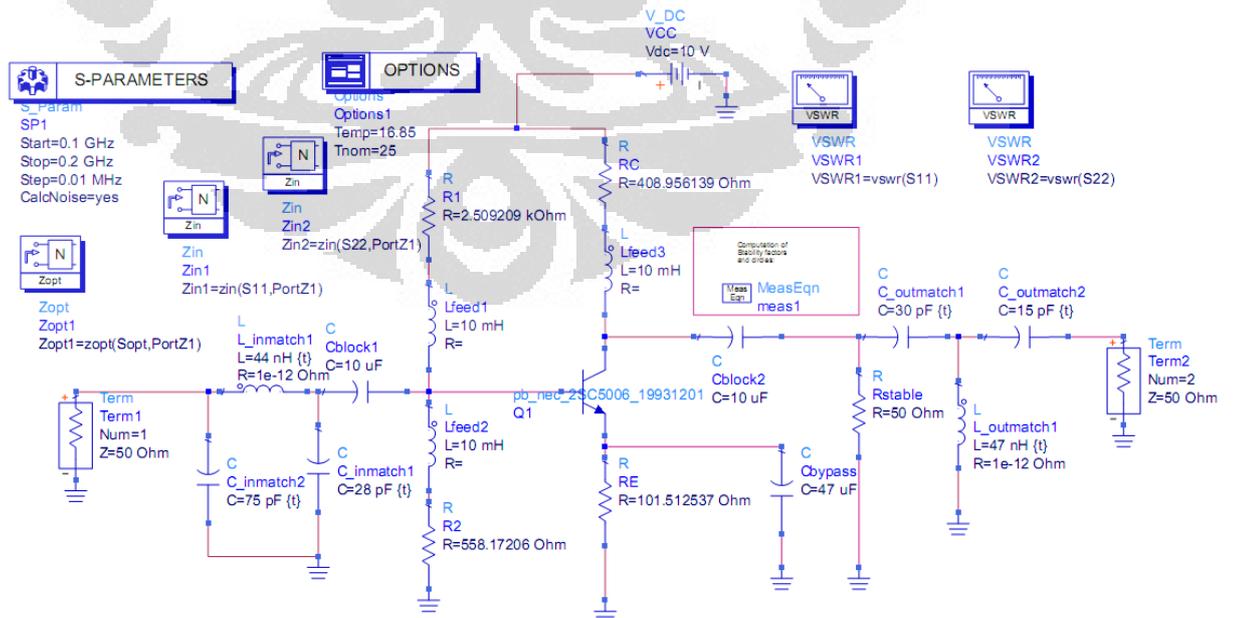
Gambar 3.13. Rangkaian LNA Noise Figure Optimum

Rancangan di atas merupakan rancangan LNA yang dioptimalkan untuk mendapatkan noise figure minimum tetapi belum tentu mempunyai return loss yang baik pada input dan output dari low noise amplifier. Untuk mendapatkan return loss yang optimum maka dilakukan proses tuning sampai mencapai rancangan LNA dengan return loss yang optimum. Proses tuning merupakan proses perubahan nilai pada komponen yang diinginkan sampai respon frekuensi dari LNA yang diinginkan didapatkan. Proses tuning dilakukan terhadap komponen pembentuk input dan output impedance matching. Gambar dari proses tuning dapat dilihat pada gambar Gambar 3.14.



Gambar 3.14. Proses Tuning Return Loss Maksimum

Setelah proses tuning didapatkan maka akan didapatkan rangkaian input dan output impedance matching yang sudah optimal dalam hal return loss atau pentransmisionan daya. Gambar dari rangkaian untuk return loss maksimum dapat dilihat pada Gambar 3.15. Gambar tersebut menunjukkan nilai input dan output impedance matching yang sudah dibuat sehingga mencapai return loss optimum. Proses tuning juga memperhatikan nilai perubahan noise figure dari LNA agar masih memenuhi spesifikasi noise figure dari LNA.



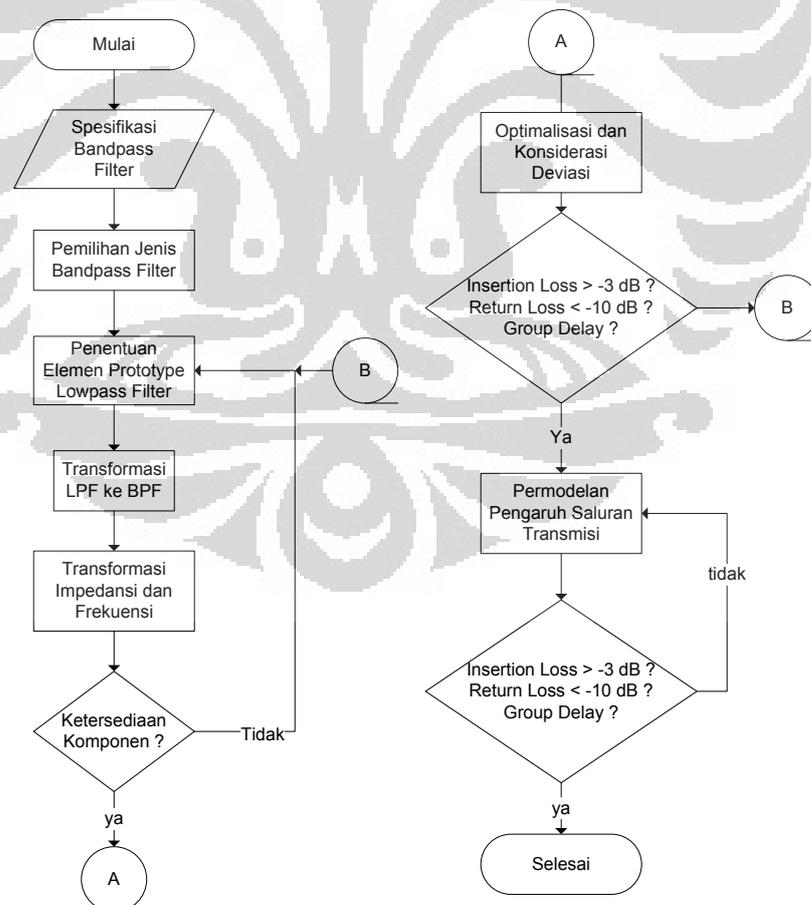
Gambar 3.15. Rangkaian LNA

3.4.8. Fabrikasi Low Noise Amplifier

Perencanaan Pembuatan low noise amplifier akan dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak altium yang ditunjukkan pada Lampiran 8. Komponen yang digunakan tidak sama dengan simulasi oleh karena dilakukan pembulatan yang disesuaikan dengan komponen yang tersedia di pasaran. Rancangan low noise amplifier untuk fabrikasi dapat dilihat pada Lampiran 10. Rangkaian tersebut mempunyai respon passband yang tidak terlalu berbeda dengan rangkaian dalam simulasi seperti yang ditunjukkan pada subbab 4.1.5.

3.5. Perancangan Bandpass Filter

Gambar 3.16 merupakan flow chart atau diagram alir bandpass filter.



Gambar 3.16. Flow Chart Perancangan Bandpass Filter

3.5.1. Spesifikasi Bandpass Filter

Pada flow chart bandpass filter, pertama kali akan ditentukan spesifikasi bandpass filter yang merupakan data yang akan menjadi acuan dalam merancang bandpass filter. Bandpass filter akan berkaitan erat dengan frekuensi kerja dan jangkauan frekuensi yang digunakan oleh IiNUSAT. Dari Tabel 3.1 telah diketahui bahwa jangkauan frekuensi dari sinyal uplink dari IiNUSAT adalah 10 KHz. Berdasarkan dari penjelasan diatas, maka Tabel 3.7 di bawah ini akan mendasari perancangan dari bandpass filter. Pemilihan spesifikasi bandwidth ditentukan berdasarkan referensi [5] dan sensitivitas bandpass filter terhadap komponen pasif.

Tabel 3.7. Spesifikasi Bandpass Filter

| Parameter | Nilai |
|-----------------|------------------|
| Frekuensi Kerja | 145.95 MHz |
| Bandwidth | 15-25 MHz |
| Return Loss | < -10 dB |
| Insertion Loss | < -3 dB |
| Group Delay | Mendekati Linear |

3.5.2. Pemilihan Jenis Bandpass Filter

Pemilihan jenis dari bandpass filter merupakan hal yang penting dalam perancangan. Setiap jenis filter akan mempunyai kelebihan dan kekurangan tersendiri. Jenis bandpass filter yang digunakan adalah butterworth. Filter dengan jenis butterworth sering dikatakan filter dengan karakteristik yang menengah atau karakteristiknya berada diantara jenis filter yang lain. Kelebihan dari bandpass filter dengan jenis butterworth yang menjadi pertimbangan dalam pemilihan butterworth sebagai jenis bandpass filter yang digunakan, yaitu :

- Mempunyai respon passband yang datar sehingga sinyal dengan jangkauan frekuensi yang tercakup dalam respon passband tersebut akan mempunyai nilai insertion loss yang sama. Hal tersebut

menunjukkan penguatan/pelemahan sinyal pada jangkauan frekuensi tersebut adalah seragam.

- Mempunyai selektivitas terhadap respon passband yang menengah sehingga pemfilteran dapat dilakukan dengan lumayan baik. Selektivitas dari bandpass filter dengan jenis butterworth lebih baik daripada jenis Bessel.
- Mempunyai kekonstanan group delay dengan tingkat menengah. Hal tersebut menyebabkan sinyal yang dilewatkan pada bandpass filter akan mengalami distorsi yang lumayan sedikit. Kekonstanan group delay dari bandpass filter dengan jenis butterworth akan mempunyai nilai yang lebih baik daripada jenis chebyshev.

Selain kelebihan yang telah dibahas diatas, bandpass filter dengan jenis butterworth juga mempunyai kekurangan dibandingkan dengan jenis filter lain, yaitu :

- Mempunyai selektivitas terhadap respon passband yang lebih buruk dari bandpass filter dengan jenis chebyshev. Hal tersebut menyebabkan butterworth lebih tidak selektif terhadap respon passbandnya dibandingkan dengan filter chebyshev
- Mempunyai kekonstanan group delay yang lebih buruk dibandingkan Bessel filter. Hal tersebut menyebabkan sinyal yang melewati filter butterworth akan lebih terdistorsi dibandingkan sinyal yang melewati Bessel filter.

3.5.3. Penentuan Elemen Prototype Bandpass Filter

Perancangan dari bandpass filter akan menggunakan metode *power loss ratio* atau insertion loss. Pada metode tersebut, perancangan dilakukan dengan melihat karakteristik insertion loss atau atenuasi dari respon passband bandpass filter yang ingin dirancang. Dalam menentukan jumlah maupun nilai dari elemen pada bandpass filter, terlebih dahulu harus ditentukan bandwidth saat atenuasi passband 3 dB dan 45 dB dari

bandpass filter. Dilihat dari spesifikasi bandpass filter, maka bandwidth 3dB yang akan digunakan adalah 30 KHz yang mencakup spesifikasi dari bandpass filter sebesar 10 KHz sehingga semua sinyal yang diinginkan dapat terfilter. bandwidth 45 dB ditentukan sebesar 90 KHz sehingga memberikan selektivitas yang cukup tinggi.

Gambar 2.31 dapat menunjukkan bahwa untuk nilai $\Omega = \omega / \omega_c = 90 / 30 = 3$ maka jumlah elemen lowpass prototype yang harus digunakan untuk memenuhi insertion loss 45 dB pada bandwidth 90 KHz adalah $N = 5$. Nilai ini kemudian akan ditransformasi menjadi bandpass filter dan diskalasikan terhadap impedansi dan frekuensi yang ternyata nilai komponennya mencapai nilai $\cong 3 fF$ yang tidak memenuhi ketersediaan komponen yang akan dibahas kemudian.

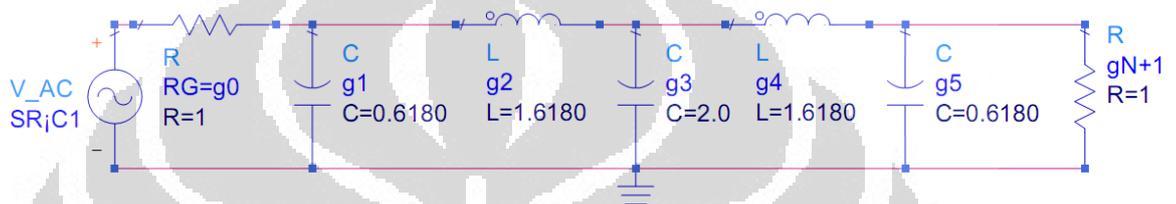
Oleh karena spesifikasi bandpass filter dengan bandwidth 3 dB sebesar 30 KHz dan bandwidth 45 dB sebesar 90 KHz tidak memenuhi ketersediaan komponen. Oleh karena itu akan dipilih nilai bandwidth 3 dB sebesar 5 MHz dan bandwidth 45 dB sebesar 15 MHz. Gambar 2.31 menunjukkan bahwa untuk nilai $\Omega = \omega / \omega_c = 15 / 5 = 3$ maka jumlah elemen lowpass prototype yang harus digunakan untuk memenuhi insertion loss 45 dB pada bandwidth 5 MHz adalah $N = 5$. Perancangan tersebut memberikan nilai komponen terkecil $\cong 0.4 pF$.

Jumlah elemen $N = 5$ yang digunakan dianggap cukup memenuhi selektivitas yang baik pada perancangan bandpass filter. Semakin banyak elemen yang digunakan akan memberikan loss yang besar terhadap sinyal dan semakin sedikit elemen yang digunakan maka selektivitas atau laju atenuasi dari respon passband akan semakin kecil.

Dari Tabel 2.2 jumlah elemen $N = 5$ akan memberikan nilai elemen yang ternormalisasi impedansi dan frekuensi pada prototype low pass filter, yaitu : $g_1 = 0.6180, g_2 = 1.6180, g_3 = 2, g_4 = 1.6180, g_5 = 0.6180$, dan $g_6 = 1$. Nilai tersebut kemudian akan diskalasi dari segi impedansi dan frekuensi.

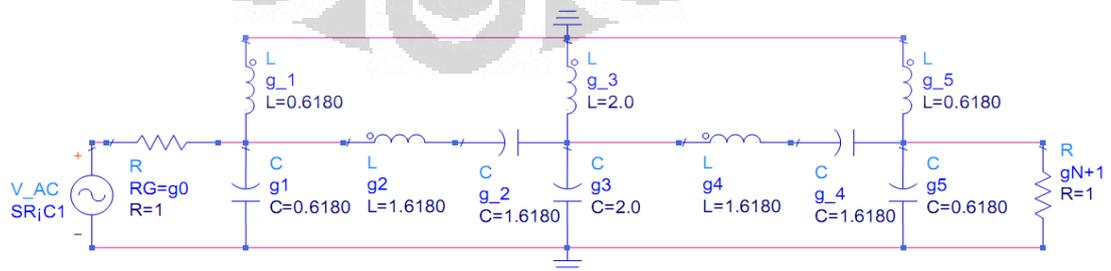
3.5.4. Transformasi Lowpass ke Bandpass Filter

Perancangan bandpass filter akan didasari oleh prototype lowpass filter yang kemudian akan dilakukan transformasi menjadi prototype bandpass filter. Transformasi tersebut dapat dilihat pada Gambar 2.32. Berdasarkan nilai elemen prototype lowpass filter untuk jumlah elemen $N = 5$ pada Tabel 2.2 maka dapat dibuat rangkaian prototype lowpass filter untuk nilai $N=5$ yang akan mendasari perancangan bandpass filter seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 3.17.



Gambar 3.17. Prototype Lowpass Filter Untuk $N=5$

Prototype lowpass filter tersebut kemudian akan dilakukan transformasi menjadi rangkaian prototype bandpass filter dengan menggunakan cara pada Gambar 2.32 sehingga menghasilkan rangkaian prototype bandpass filter pada Gambar 3.18 di bawah ini. Nilai elemen dari setiap orde prototype bandpass filter baik induktor maupun kapasitor sama dengan nilai elemen dari setiap orde prototype lowpass filter.



Gambar 3.18. Prototype Bandpass Filter Untuk $N=5$

3.5.5. Transformasi Impedansi dan Frekuensi

Nilai elemen prototype bandpass filter pada Gambar 3.18 merupakan nilai ternormalisasi terhadap frekuensi dan impedansi. Nilai tersebut harus diskalasikan terhadap nilai impedansi dan frekuensi kerja yang digunakan. Rumus (2.49) dan (2.50) merupakan rumus untuk menskalasiasikan nilai impedansi dan frekuensi sehingga nilai dari elemen bandpass filter menunjukkan nilai dengan impedansi yang diinginkan.

Skalasi terhadap impedansi dan frekuensi sehingga nilai dari elemen bandpass filter menunjukkan nilai dengan impedansi 50 Ω , frekuensi kerja 145.95 MHz, dan bandwidth 30 KHz. Ringkasan dari kalkulasi nilai setiap elemen dapat dilihat pada Tabel 3.8 di bawah ini.

Tabel 3.8. Nilai Elemen Bandpass Filter Terskalasiasi BW = 30 KHz

| | PROTOTYPE NORMALISASI | NILAI | SATUAN |
|-----|-----------------------|-------------|--------|
| CP1 | 0.618 | 6.56051E-08 | F |
| LP1 | 0.618 | 1.81441E-11 | H |
| CS2 | 1.618 | 2.77207E-15 | F |
| LS2 | 1.618 | 4.29406E-04 | H |
| CP3 | 2 | 2.12314E-07 | F |
| LP3 | 2 | 5.60652E-12 | H |
| CS4 | 1.618 | 2.77207E-15 | F |
| LS4 | 1.618 | 4.29406E-04 | H |
| CP5 | 0.618 | 6.56051E-08 | F |
| LP5 | 0.618 | 1.81441E-11 | H |

Dimana CP1 dan LP1 menandakan elemen pertama yang disusun paralel, CS2 dan LS2 menunjukkan elemen kedua yang disusun seri, dst.

Skalasi terhadap impedansi dan frekuensi sehingga nilai dari elemen bandpass filter menunjukkan nilai dengan impedansi 50 Ω , frekuensi kerja 145.95 MHz, dan bandwidth 5 MHz dapat dilihat pada Tabel 3.9 di bawah ini.

Tabel 3.9. Nilai Elemen Bandpass Filter Terskalasisasi BW = 5 MHz

| | PROTOTYPE NORMALISASI | NILAI | SATUAN |
|-----|-----------------------|-------------|--------|
| CP1 | 0.618 | 3.93631E-10 | F |
| LP1 | 0.618 | 3.02401E-09 | H |
| CS2 | 1.618 | 4.62012E-13 | F |
| LS2 | 1.618 | 2.57643E-06 | H |
| CP3 | 2 | 1.27389E-09 | F |
| LP3 | 2 | 9.34420E-10 | H |
| CS4 | 1.618 | 4.62012E-13 | F |
| LS4 | 1.618 | 2.57643E-06 | H |
| CP5 | 0.618 | 3.93631E-10 | F |
| LP5 | 0.618 | 3.02401E-09 | H |

Konsiderasi deviasi yang akan dibahas kemudian akan menyebabkan bandpass filter dengan bandwidth 5 MHz tidak dapat dilakukan. Oleh karena itu perancangan bandpass filter akan menggunakan nilai bandwidth sebesar 20 MHz. Skalasisasi terhadap impedansi dan frekuensi sehingga nilai dari elemen bandpass filter menunjukkan nilai dengan impedansi 50 Ω , frekuensi kerja 145.95 MHz, dan bandwidth 20 MHz. Ringkasan dari kalkulasi nilai setiap elemen dapat dilihat pada Tabel 3.8 di bawah ini.

Tabel 3.10. Nilai Elemen Bandpass Filter Terskalasisasi BW = 20 MHz

| | PROTOTYPE NORMALISASI | NILAI | SATUAN |
|-----|-----------------------|-------------|--------|
| CP1 | 0.618 | 9.84076E-11 | F |
| LP1 | 0.618 | 1.20961E-08 | H |
| CS2 | 1.618 | 1.84805E-12 | F |
| LS2 | 1.618 | 6.44108E-07 | H |
| CP3 | 2 | 3.18471E-10 | F |
| LP3 | 2 | 3.73768E-09 | H |
| CS4 | 1.618 | 1.84805E-12 | F |
| LS4 | 1.618 | 6.44108E-07 | H |
| CP5 | 0.618 | 9.84076E-11 | F |
| LP5 | 0.618 | 1.20961E-08 | H |

3.5.6. Ketersediaan Komponen

Ketersediaan elemen / komponen dengan nilai tertentu merupakan pertimbangan yang harus diperhatikan dalam perancangan. Ketersediaan elemen biasanya dilihat dengan memperhatikan nilai terbesar dan terkecil dari komponen yang akan digunakan.

Tabel 3.8 yang menunjukkan nilai elemen perancangan bandpass filter dengan bandwidth 30 KHz menunjukkan nilai terkecil komponen yang digunakan $\cong 3 fF$ yang menunjukkan nilai yang sangat kecil dan kapasitor dengan nilai tersebut tidaklah tersedia di pasaran. Oleh karena tidak tersedianya komponen yang digunakan maka dilakukan perancangan ulang sesuai dengan yang ditunjukkan oleh diagram alir atau flow chart.

Perancangan ulang yang dilakukan adalah dengan spesifikasi bandwidth dari bandpass filter sebesar 5 MHz. Nilai elemen yang dihasilkan ditunjukkan pada Tabel 3.9. Tabel tersebut menunjukkan nilai elemen / komponen terkecil yang digunakan adalah $\cong 0.4 pF$ yang sudah memenuhi ketersediaan komponen di pasaran. Oleh karena itu perancangan akan dilanjutkan dengan optimalisasi dan konsiderasi deviasi.

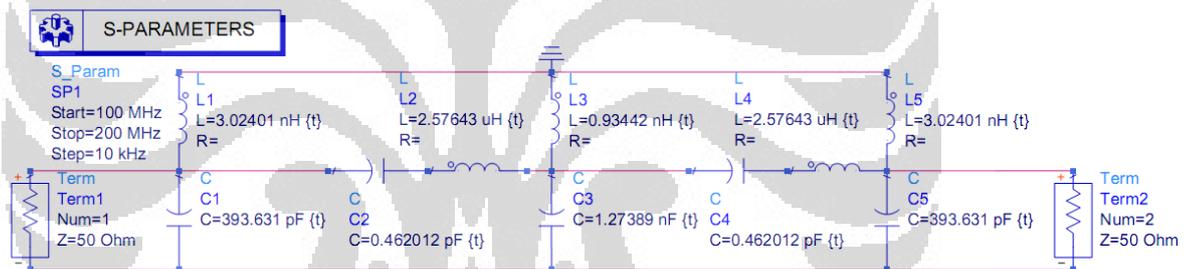
3.5.7. Optimalisasi dan Konsiderasi Deviasi

Optimalisasi dilakukan dengan tujuan untuk mendapatkan nilai elemen yang memberikan spesifikasi bandpass filter dengan nilai yang optimum atau paling mendekati dengan spesifikasi tersebut. Setelah optimalisasi dilakukan maka akan dilanjutkan dengan konsiderasi deviasi yang terjadi pada komponen kapasitor maupun induktor yang digunakan.

Konsiderasi deviasi dilakukan untuk memprediksikan pengaruh nilai toleransi tertinggi dari nilai komponen yang digunakan sehingga keadaan terburuk dari terdeviasinya nilai dari elemen yang digunakan

dapat diprediksi dengan baik. Deviasi dari setiap komponen yang digunakan adalah sebesar $\pm 5\%$ sehingga konsiderasi deviasi yang dilakukan adalah Konsiderasi Deviasi 1 = (nilai elemen + (5 % * nilai elemen)) dan Konsiderasi Deviasi 2 = (nilai elemen - (5 % * nilai elemen)).

Nilai elemen bandpass filter dengan bandwidth 5 MHz akan mempunyai konsiderasi deviasi yang dapat dilihat pada Tabel 3.11 dan Gambar 3.19. Konsiderasi deviasi pada BPF dengan bandwidth 5 MHz akan memberikan nilai insertion loss atau S21 pada frekuensi kerja 145.95 MHz sebesar < -3 dB yang merupakan hal yang tidak diinginkan. Oleh karena itu dilakukan perancangan kembali dengan spesifikasi bandwidth bandpass filter sebesar 20 MHz yang akan dibahas lebih lanjut pada subbab 4.2.2.



Gambar 3.19. Bandpass Filter Bandwidth 5 MHz

Tabel 3.11. Konsiderasi Deviasi Bandpass Filter BW = 5 MHz

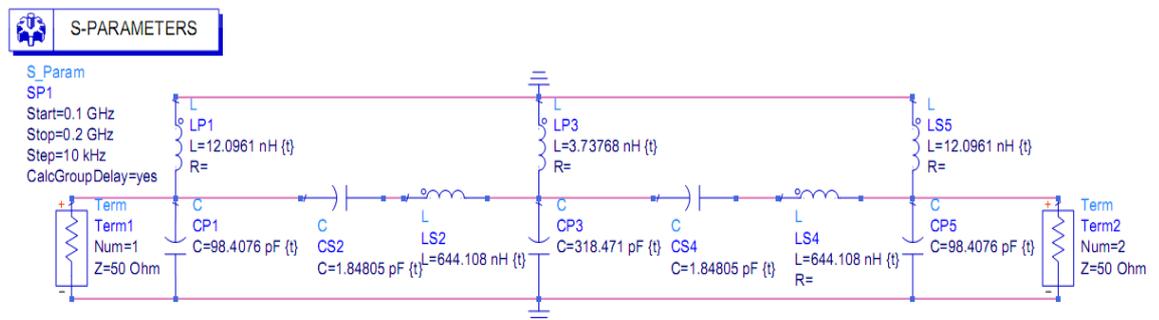
| | NILAI ELEMEN | KONSIDERASI DEVIASI 1 | KONSIDERASI DEVIASI 2 | SATUAN |
|-----|--------------|-----------------------|-----------------------|--------|
| CP1 | 3.93631E-10 | 4.13312E-10 | 3.73949E-10 | F |
| LP1 | 3.02401E-09 | 3.17521E-09 | 2.87281E-09 | H |
| CS2 | 4.62012E-13 | 4.85113E-13 | 4.38912E-13 | F |
| LS2 | 2.57643E-06 | 2.70525E-06 | 2.44761E-06 | H |
| CP3 | 1.27389E-09 | 1.33758E-09 | 1.21019E-09 | F |
| LP3 | 9.34420E-10 | 9.81141E-10 | 8.87699E-10 | H |
| CS4 | 4.62012E-13 | 4.85113E-13 | 4.38912E-13 | F |
| LS4 | 2.57643E-06 | 2.70525E-06 | 2.44761E-06 | H |
| CP5 | 3.93631E-10 | 4.13312E-10 | 3.73949E-10 | F |
| LP5 | 3.02401E-09 | 3.17521E-09 | 2.87281E-09 | H |

Perancangan bandpass filter dengan bandwidth 20 MHz akan memberikan nilai insertion loss > -3 dB pada kedua konsiderasi yang dilakukan dan ditunjukkan pada Tabel 3.12 di bawah ini. Nilai tersebut sudah memenuhi spesifikasi dari perancangan bandpass filter sehingga perancangannya dapat dilanjutkan pada permodelan dan perhitungan pengaruh saluran transmisi sesuai dengan diagram alir.

Tabel 3.12. Konsiderasi Deviasi Bandpass Filter BW = 20 MHz

| | NILAI ELEMEN | KONSIDERASI DEVIASI 1 | KONSIDERASI DEVIASI 2 | SATUAN |
|-----|--------------|-----------------------|-----------------------|--------|
| CP1 | 9.84076E-11 | 1.03328E-10 | 9.34873E-11 | F |
| LP1 | 1.20961E-08 | 1.27009E-08 | 1.14913E-08 | H |
| CS2 | 1.84805E-12 | 1.94045E-12 | 1.75565E-12 | F |
| LS2 | 6.44108E-07 | 6.76314E-07 | 6.11903E-07 | H |
| CP3 | 3.18471E-10 | 3.34395E-10 | 3.02548E-10 | F |
| LP3 | 3.73768E-09 | 3.92456E-09 | 3.55080E-09 | H |
| CS4 | 1.84805E-12 | 1.94045E-12 | 1.75565E-12 | F |
| LS4 | 6.44108E-07 | 6.76314E-07 | 6.11903E-07 | H |
| CP5 | 9.84076E-11 | 1.03328E-10 | 9.34873E-11 | F |
| LP5 | 1.20961E-08 | 1.27009E-08 | 1.14913E-08 | H |

Nilai elemen pada Tabel 3.12 di atas diimplementasikan pada perancangan bandpass filter sehingga rangkaian dapat dilihat pada Gambar 3.20 di bawah ini. Deviasi dari setiap komponen pada rangkaian bandpass filter akan disimulasikan dan dijelaskan pada subbab 4.2.3.

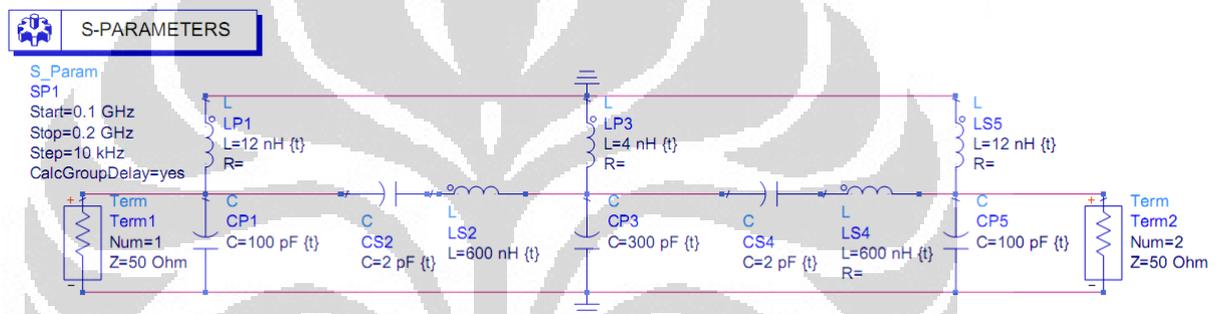


Gambar 3.20. Rangkaian Bandpass Filter bandwidth 20 MHz

3.5.8. Fabrikasi Bandpass Filter

Fabrikasi bandpass filter dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak altium yang ditunjukkan pada Lampiran 8. Komponen yang digunakan tidak sama dengan simulasi oleh karena dilakukan pembulatan yang disesuaikan dengan komponen yang digunakan.

Rancangan fabrikasi bandpass filter dengan nilai komponen yang dibulatkan dapat dilihat pada Gambar 3.21. Rangkaian tersebut mempunyai respon passband yang tidak terlalu berbeda dengan rangkaian dalam simulasi seperti yang ditunjukkan pada subbab 4.2.3.



Gambar 3.21. Bandpass Filter Fabrikasi

BAB 4

HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

Perancangan low noise amplifier dan bandpass filter dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak *Advanced Design System (ADS)*. Hasil simulasi yang didapatkan dari ADS berdasarkan perancangan low noise amplifier maupun bandpass filter pada bab tiga akan dipaparkan dan dianalisis pada bab ini. Analisis akan dilakukan terhadap parameter yang menjadi spesifikasi low noise amplifier maupun bandpass filter yang telah dijelaskan pada bab tiga.

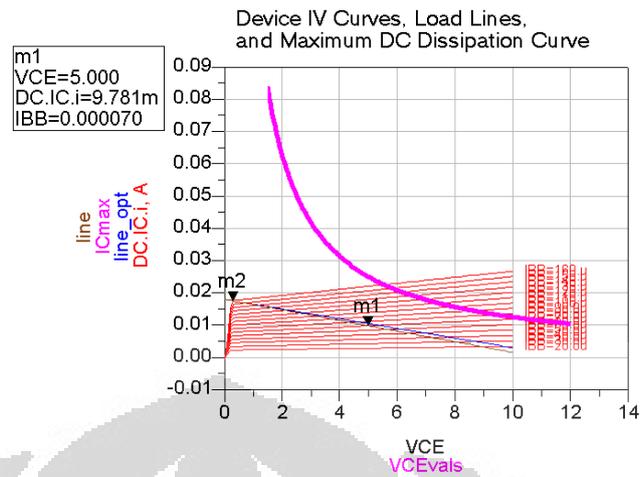
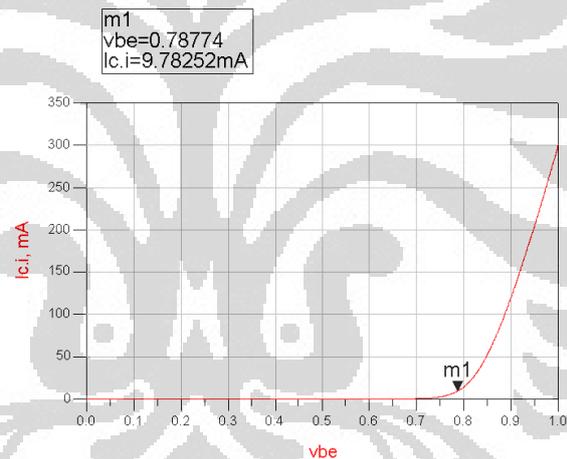
4.1. Low Noise Amplifier (LNA)

Analisis low noise amplifier akan dimulai dari analisis DC yang akan menentukan titik operasi dari LNA sampai dengan analisis respon frekuensi yang akan menunjukkan karakteristik LNA yang telah dirancang.

4.1.1. Analisis DC Biasing

Biasing dari transistor 2SC5006 dilihat dari grafik I_C Vs V_{CE} dan I_C Vs V_{BE} yang merupakan karakteristik dari transistor dan disimulasi menggunakan rangkaian pada Gambar 3.5 dan Gambar 3.6. Grafik I_C Vs V_{CE} dapat dilihat pada Gambar 4.1. Pada gambar tersebut dapat dilihat titik kerja dari transistor pada kelas A dengan nilai spesifik $I_C = 9.781$ mA, $V_{CE} = 5$ V, dan $I_B = 70$ μ A seperti pada tanda m1. Titik kerja dari transistor tidak boleh melebihi P_{dmax} , I_{Cmax} , dan V_{CEmax} agar tidak merusak transistor. Oleh karena dipilih amplifier kelas A maka titik kerja ditentukan pada bagian linear dari karakteristik I_C Vs V_{CE} .

Setelah titik kerja transistor ditentukan maka selanjutnya akan ditentukan nilai dari V_{BE} dari transistor yang dapat dilihat pada grafik I_C Vs V_{BE} seperti pada Gambar 4.2. Pada I_C yang telah ditentukan maka didapatkan nilai V_{BE} adalah 0.78774 V seperti yang ditunjukkan tanda m1 pada Gambar 4.2.

Gambar 4.1. Grafik I_C Vs V_{CE} Gambar 4.2. Grafik I_C Vs V_{BE}

Setelah menentukan nilai-nilai pada rangkaian *voltage divider biasing* berdasarkan parameter yang telah didapatkan maka dibuat rangkaian *voltage divider biasing* seperti pada Gambar 3.7. Perhitungan *voltage divider biasing* pada subbab 3.4.4 sedikit berbeda dari rangkaian yang telah dibuat oleh karena sudah dilakukan optimalisasi untuk mendapatkan karakteristik transistor yang diinginkan. Simulasi dari rangkaian pada Gambar 3.7 dapat dilihat pada Tabel 4.1 yang menunjukkan karakteristik transistor yang diinginkan.

Tabel 4.1. Hasil Simulasi DC Biasing

| freq | VE | VC | IB.i | IC.i |
|-----------|---------|---------|----------|----------|
| 0.0000 Hz | 1.002 V | 5.991 V | 70.18 uA | 9.802 mA |

Pada rangkaian di Gambar 3.7 dapat dilihat terdapat komponen tambahan selain komponen yang digunakan untuk biasing transistor seperti kapasitor C1 dan C2, induktor Lfeed 1-3, dan kapasitor bypass. kapasitor C1 dan C2 berguna sebagai *DC block* sehingga aliran sinyal DC sebagai biasing transistor menjadi maksimal. Inductor Lfeed 1-3 berguna sebagai *DC feed* yang akan memblok sinyal RF sehingga tidak mempengaruhi kondisi biasing. kapasitor bypass berguna sebagai rangkaian short saat sinyal RF mengalir sehingga resistor pada bagian emitter tidak diperhitungkan sebagai beban dari transistor dan gain yang maksimal bisa didapatkan.

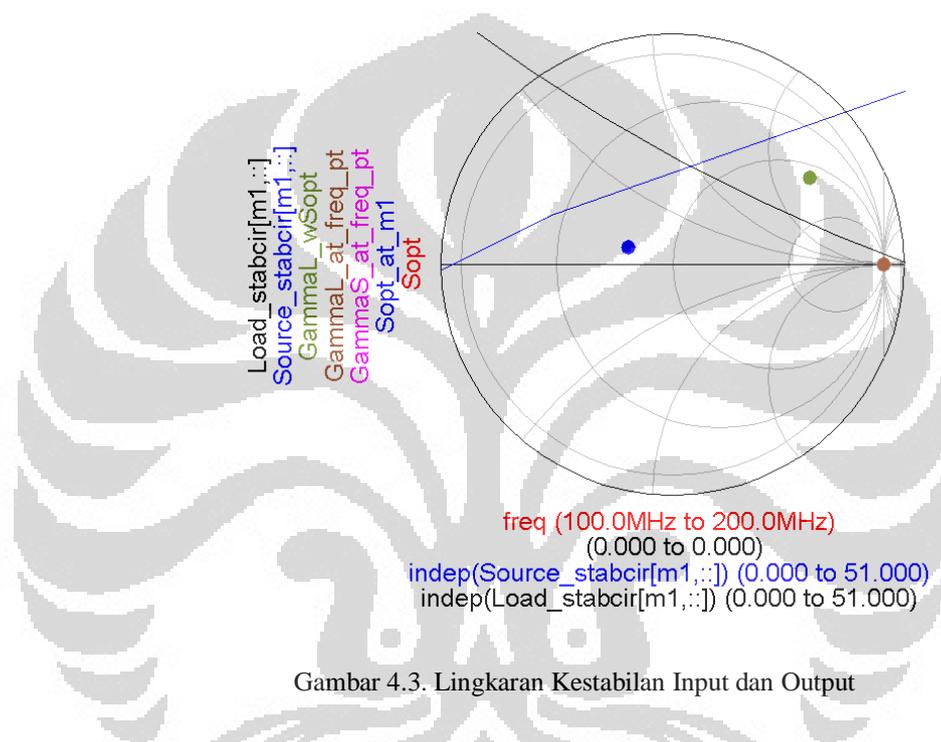
4.1.2. Analisis Kestabilan

Analisis kestabilan dilakukan pada perhitungan nilai stabilitas pada biasing transistor sebelum dan sesudah penambahan resistor secara paralel pada Gambar 3.8. Sebelum penempatan resistor, analisis kestabilan dapat dilakukan dengan melihat lingkaran kestabilan pada bagian input dan output. Dengan menggunakan rumus (2.26) s/d (2.27) dan parameter S pada frekuensi 145.95 MHz yang ditunjukkan Tabel 4.2 dan didapatkan dari ADS serta program matlab pada Lampiran 2 maka akan didapatkan hasil $\Gamma_L, r_{oL} = 8.5201$ dan $C_{oL} = 9\angle 62.8^\circ$ serta untuk $\Gamma_S, r_{iL} = 49.5619$ dan $C_{iL} = 49.12\angle -67.5^\circ$.

Tabel 4.2. S parameter Sebelum Penempatan Resistor

| freq | S(2,2) | S(2,1) | S(1,2) | S(1,1) |
|-------------|---------------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| 145.950 MHz | 0.62867 / -38.31901 | 18.52120 / 125.46717 | 0.03748 / 61.11970 | 0.54749 / -81.94603 |

Sehingga lingkaran kestabilan output dan inputnya dapat dilihat pada Gambar 4.3. Dengan nilai S_{11} dan S_{22} masing-masing < 1 maka di dalam lingkaran kestabilan input dan output akan menandakan daerah stabil. Pada gambar tersebut menunjukkan bahwa kondisi *unconditionally stable* tidak tercapai karena amplifier tidak seluruhnya stabil di setiap domain smith chart pada frekuensi 145.95 MHz dan kondisi bias yang telah ditentukan.



Gambar 4.3. Lingkaran Kestabilan Input dan Output

Kestabilan juga dapat dilihat dari factor rollet k . Faktor rollet dapat dihitung dari rumus (2.28), dimana syarat kondisi *unconditionally stable* adalah $k > 1$ dan $\Delta < 1$. Dari rumus tersebut didapatkan nilai $k = 0.4457$ dan $\Delta = 0.561$. Hanya nilai Δ yang memenuhi kondisi *unconditionally stable* oleh karena itu harus dilakukan peningkatan kestabilan.

Dari penjelasan diatas, dengan mengambil contoh pada titik $Z_S = 10+50j$ di smith chart dan dengan perhitungan dengan menggunakan rumus (2.25) dan program matlab pada Lampiran 7 akan memberikan nilai $\Gamma_{in} = 1.1351$ atau $\text{Re}(Z_{in}) = -7.2143$. Hal tersebut tidak

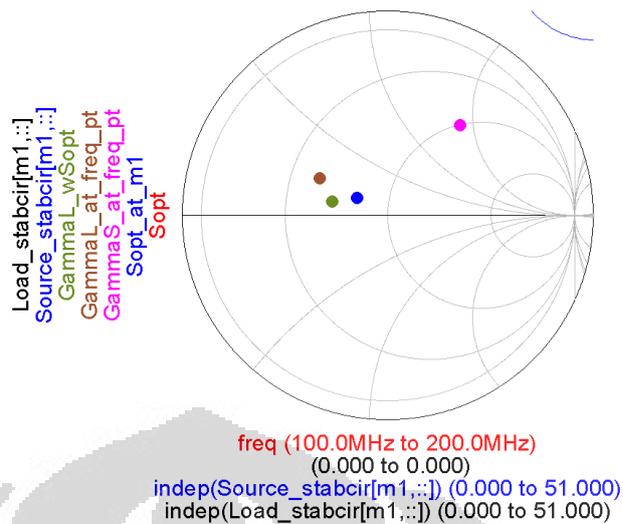
menunjukkan nilai unconditionally stable, $Z_{in} < 1$ atau $\Gamma_{in} < 1$. Salah satu cara menanggulangnya adalah menempatkan resistor secara paralel untuk mengantisipasi nilai $Z_{in} < 1$ menjadi $Z_{in} > 1$.

Peningkatan kestabilan dilakukan dengan menempatkan resistor secara paralel sebesar 30 ohm pada bagian output dari rangkaian biasing. Penempatan resistor dimaksudkan untuk menanggulangi resistansi real negative dari port input maupun output dari rangkaian biasing. Resistor diletakan pada bagian output dari LNA karena jika diletakan pada bagian input, maka akan terdapat tambahan noise yang akan diamplifikasi oleh LNA. Resistor tidak perlu diletakan pada bagian input dari amplifier karena hubungan yang dapat saling mempengaruhi antara input dan output. Dengan menggunakan rumus (2.26) s/d (2.27) dan program matlab pada Lampiran 2 serta nilai S parameter pada Tabel 4.3, setelah penempatan resistor tersebut maka didapatkan $\Gamma_L, r_{oL} = 1.7563$ dan $C_{oL} = 3.425 \angle 151.2^\circ$ serta untuk $\Gamma_S, r_{iL} = 0.4527$ dan $C_{iL} = 1.7853 \angle 51.45^\circ$.

Tabel 4.3. S parameter $R_{stable} = 30$ ohm

| freq | S(2,2) | S(2,1) | S(1,2) | S(1,1) |
|-------------|----------------------|---------------------|--------------------|---------------------|
| 145.950 MHz | 0.33246 / -166.82131 | 8.16722 / 133.70255 | 0.01653 / 69.35508 | 0.57611 / -55.85973 |

Sehingga lingkaran kestabilan input dan outputnya dapat dilihat pada Gambar 4.4. Dengan nilai $S_{11} < 0$ dan $S_{22} < 0$ maka kondisi *unconditionally stable* tercapai dimana amplifier seluruhnya stabil di setiap domain dari smith chart. Dengan mengambil contoh pada bagian sebelumnya, titik $Z_S = 10 + 50j$ di smith chart akan memberikan nilai $\Gamma_{in} = 0.6945$ atau $\text{Re}(Z_{in}) = 48.3523$. yang sudah menunjukkan nilai *unconditionally stable* dimana $Z_{in} < 1$ atau $\Gamma_{in} < 1$.



Gambar 4.4. Lingkaran Kestabilan Setelah Implementasi Resistor

kondisi *unconditionally stable* juga dapat ditunjukkan dengan nilai $k = 2.1897$ dan $\Delta = 0.1835$ yang sudah memenuhi syarat *unconditionally stable* $k > 1$ dan $\Delta < 1$ sehingga amplifier stabil dan tidak mengalami osilasi.

4.1.3. Analisis Lingkaran Available Gain dan Noise Figure Optimum

Untuk lingkaran *available gain* dan *maximum available gain* (MAG) dari Gambar 3.8 dapat dicari dengan rumus (2.31) serta dihitung dengan program matlab pada Lampiran 3. Nilai MAG yang didapatkan dari persamaan tersebut adalah 20.7705 dB. Lingkaran gain dengan nilai tertentu dapat dicari dengan mengubah nilai $G_{A\text{indB}}$ pada Lampiran 3 atau G_A pada rumus (2.32) dan (2.33) dan ditunjukkan pada Tabel 4.4.

Tabel 4.4. Lingkaran gain $R_{\text{stable}} = 30$ ohm

| Gain | R_a (radius) | C_a (titik tengah) |
|-----------|----------------|---------------------------|
| 17.770 dB | 0.5490 | $0.3768 \angle 51.4521^0$ |
| 18.770 dB | 0.4460 | $0.4498 \angle 51.4521^0$ |
| 19.770 dB | 0.3111 | $0.5316 \angle 51.4521^0$ |
| 20.770 dB | 0.0066 | $0.6214 \angle 51.4521^0$ |

Lingkaran noise figure dengan nilai tertentu dibuat dengan mengubah nilai $f_{k\text{indB}}$ pada Lampiran 4 atau F_k pada rumus (2.37) dan (2.38) dan ditunjukkan pada Tabel 4.5.

Tabel 4.5. Lingkaran Noise Figure $R_{\text{stable}} = 30$ ohm

| Noise Figure | r_{F_K} (radius) | d_{F_K} (titik tengah) |
|--------------|--------------------|----------------------------------|
| 0.501 dB | 0 | $0.1923 \angle 150.5163^{\circ}$ |
| 0.701 dB | 0.4269 | $0.1562 \angle 150.5163^{\circ}$ |
| 0.901 dB | 0.5598 | $0.1305 \angle 150.5163^{\circ}$ |
| 1.101 dB | 0.6419 | $0.1113 \angle 150.5163^{\circ}$ |

Gambar dari lingkaran noise figure dan gain dapat dilihat pada Gambar 4.5. Gambar tersebut menunjukkan lingkaran noise figure (warna coklat) dan lingkaran gain (warna biru) beserta titik maksimum keduanya. Pada gambar tersebut dapat dilihat bahwa titik maksimum Z_S dan Z_L untuk mencapai noise figure yang minimum yang ditunjukkan oleh titik berwarna coklat. Nilainya dapat dicari dengan menggunakan Lampiran 5 untuk nilai $f_{k\text{minindB}} = f_{k\text{minindB}} = 0.501$ dB dan S parameter pada Tabel 4.3 yang nilainya hampir sama dengan hasil simulasi seperti yang ditunjukkan oleh Tabel 4.6.

Tabel 4.6. Perbandingan Nilai Z_S , Z_L , dan G_T Untuk NF_{min} pada $R_{\text{stable}} = 30$ ohm

| Jenis | Z_S | Z_L | Transducer Gain |
|-------------|----------------------|----------------------|-----------------|
| Perhitungan | $35.1070 + 6.8970 j$ | $26.7711 + 4.4874 j$ | 18.3980 dB |
| Simulasi | $35.107 + 6.897 j$ | $26.771 + 4.487 j$ | 18.380 dB |

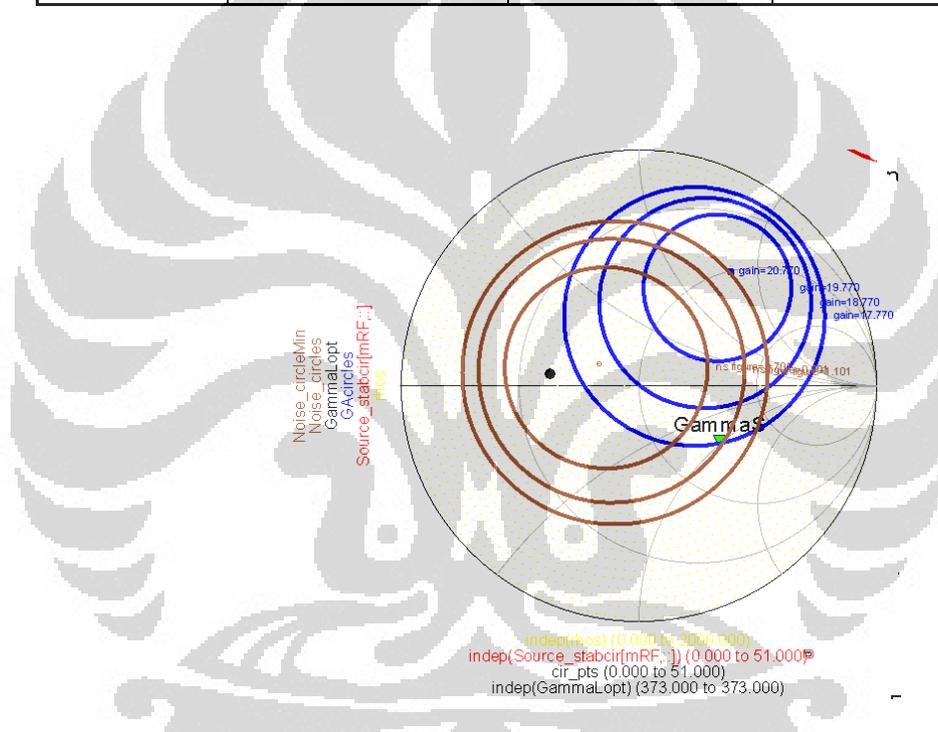
Sedangkan titik maksimum Z_S dan Z_L untuk mencapai gain maksimum atau penyaluran daya maksimum ditunjukkan oleh titik berwarna biru. Nilainya didapatkan dari nilai S parameter pada Tabel 4.3 dan Lampiran 3 untuk nilai $GA_{\text{indB}} = GT_{\text{max}}$ serta Lampiran 5 untuk nilai NF hasil dari Tabel 4.7 yang nilainya hampir sama dengan hasil simulasi yang ditunjukkan oleh Tabel 4.8.

Tabel 4.7. Karakteristik Noise Figure Minimum Untuk $R_{stable} = 30 \text{ ohm}$

| freq | Rn | NFmin | Zopt1 |
|------------|--------|--------|-------------------|
| 145.95 MHz | 2.0063 | 0.5007 | 35.1068 + j6.8971 |

Tabel 4.8. Perbandingan Nilai Z_S , Z_L , MAG dan NF Untuk MAG pada $R_{stable} = 30 \text{ ohm}$

| Jenis | Z_S | Z_L | MAG | NF |
|-------------|---------------------|--------------------|------------|-----------|
| Perhitungan | 50.1831 + 79.4492 j | 21.7817 + 10.515 j | 20.7705 dB | 1.1187 dB |
| Simulasi | 50.178 + 79.454 j | 21.782 + 10.515 j | 20.770 dB | 1.118 dB |



Gambar 4.5. Gambar Lingkaran Noise Figure dan Gain

Dari penjelasan diatas hampir mustahil untuk mendapatkan gain maksimum dan noise figure minimum secara bersamaan oleh karena nilai Z_S dan Z_L dari titik optimum keduanya yang berbeda. Perancangan low noise amplifier didasari dengan mengacu kepada noise figure minimum oleh karena konsep low noise amplifier yang memberikan noise sekecil pada sinyal saat melewati rangkaian yang telah dirancang.

Nilai resistor yang dipasang secara paralel dengan rangkaian biasing juga berpengaruh dengan nilai noise figure dan gain dari amplifier yang digunakan. Semakin besar nilai resistor yang disusun secara paralel maka gain dari amplifier akan semakin besar dan noise figure minimum dari amplifier akan berkurang. Hal tersebut ditunjukkan oleh hasil simulasi dan perhitungan untuk noise figure optimum dari peningkatan penempatan resistor menjadi 50 ohm pada Tabel 4.10 yang dapat dicari dengan cara yang sama pada bagian sebelumnya dan menggunakan nilai S parameter pada Tabel 4.9.

Tabel 4.9. S parameter $R_{stable} = 50$ ohm

| freq | S(2,2) | S(2,1) | S(1,2) | S(1,1) |
|-------------|----------------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| 145.950 MHz | 0.18189 / -136.06582 | 10.53863 / 131.83428 | 0.02133 / 67.48681 | 0.56594 / -61.59814 |

Tabel 4.10. Perbandingan Nilai Z_s , Z_L , dan G_T Untuk NFmin pada $R_{stable} = 50$ ohm

| Jenis | Z_s | Z_L | Transducer Gain | Nfmin |
|-------------|------------------|---------------------|-----------------|----------|
| Perhitungan | 34.05 + 6.35 j | 40.8747 + 10.5742 j | 20.2745 dB | 0.480 dB |
| Simulasi | 34.037 + 6.374 j | 40.878 + 10.580 j | 20.277 dB | 0.480 dB |

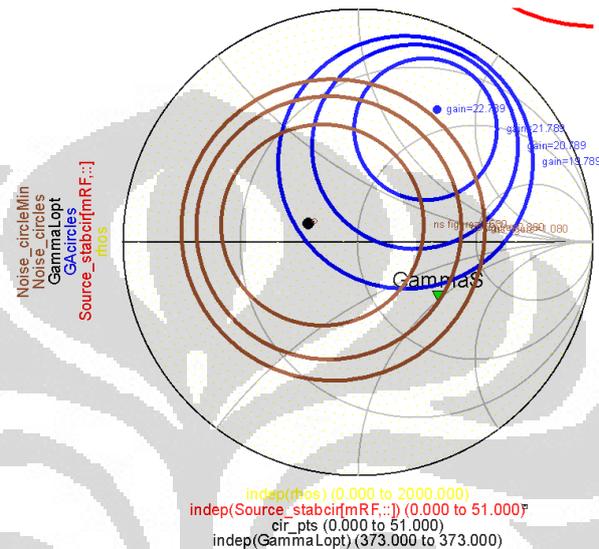
Lingkaran noise figure dan gain untuk $R_{stable} = 50$ ohm dapat dicari dengan cara yang sama dengan bagian sebelumnya dengan S parameter pada Tabel 4.9. Nilai lingkaran gain dan noise figure dengan nilai tertentu dapat dilihat pada Tabel 4.11 dan Gambar 4.6.

Tabel 4.11. Lingkaran Gain dan Noise Figure $R_{stable} = 50$ ohm

| Gain | R_a (radius) | C_a (titik tengah) |
|-----------|----------------|--------------------------------------|
| 19.789 dB | 0.5419 | 0.3970 \angle 59.1692 ⁰ |
| 20.789 dB | 0.4383 | 0.4749 \angle 59.1692 ⁰ |
| 21.789 dB | 0.3038 | 0.5625 \angle 59.1692 ⁰ |
| 22.789 dB | 0.0047 | 0.6592 \angle 59.1692 ⁰ |

Tabel 4.11. Lingkaran Gain dan Noise Figure $R_{\text{stable}} = 50$ ohm (sambungan)

| Noise Figure | r_{F_K} (radius) | d_{F_K} (titik tengah) |
|--------------|--------------------|---------------------------|
| 0.480 dB | 0 | $0.2037 \angle 153.971^0$ |
| 0.680 dB | 0.4309 | $0.1645 \angle 153.971^0$ |
| 0.880 dB | 0.5642 | $0.1370 \angle 153.971^0$ |
| 1.080 dB | 0.6463 | $0.1165 \angle 153.971^0$ |

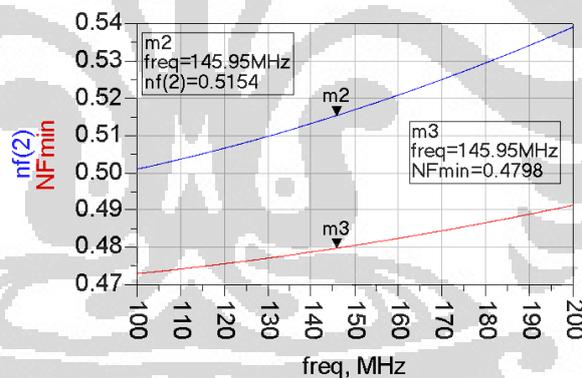
Gambar 4.6. Gambar Lingkaran Noise Figure dan Gain $R_{\text{stable}} = 50$ ohm

Setelah peningkatan nilai resistor maka noise figure minimum mengalami penurunan sebesar 0.021 dB menjadi 0.480 dB. Sedangkan gain mengalami peningkatan sebesar 1.897 dB menjadi 20.277 dB. Gambar 4.6 menunjukkan titik noise figure optimum terletak pada lingkaran gain 20.789 dB dan 19.789 dB sehingga nilai gain untuk noise figure minimum berada diantara nilai tersebut, yaitu 20.277 dB. Peningkatan nilai resistor akan berimplikasi pada memperburuknya nilai dari kestabilan amplifier sebesar 0.6977 menjadi 1.492 seperti yang ditunjukkan pada lingkaran noise figure bagian *source* yang berwarna merah semakin mendekati domain dari smith chart. Implikasi dari penempatan resistor tersebut adalah menurunnya kestabilan yang ditandai dengan berkurangnya nilai k sebesar 0.6977 menjadi 1.492. Hal tersebut masih diperbolehkan karena nilai $k > 1$ dan amplifier masih dalam keadaan stabil.

Hasil simulasi untuk noise figure pada amplifier dengan $R_{stable} = 50$ ohm dapat dilihat pada Gambar 4.7. Noise figure pada amplifier menunjukkan nilai yang berbeda dengan noise figure minimum yang bisa didapatkan. Hal tersebut disebabkan karena impedance matching untuk noise figure minimum belum dilakukan. Jika sudah dilakukan maka noise figure amplifier akan mendekati noise figure minimum. Nilai noise figure dapat dicari dengan perhitungan menggunakan persamaan (2.36) dan program Matlab pada Lampiran 5 dan parameter pada Tabel 4.7. Dengan nilai $Z_S = 50+j0$ ohm maka didapatkan nilai $NF = 0.5155$ dB yang terdapat sedikit perbedaan dengan hasil simulasi berikut.

Tabel 4.12. Karakteristik Noise Figure Minimum Untuk $R_{stable} = 50$ ohm

| freq | Rn | NFmin | Zopt1 |
|------------|--------|--------|-------------------|
| 145.95 MHz | 1.8685 | 0.4798 | 34.0372 + j6.3745 |



Gambar 4.7. Hasil Simulasi Noise Figure $R_{stable} = 50$ ohm

Nilai Z_S dan Z_L diatas merupakan nilai untuk gain maksimum atau noise figure minimum tetapi nilai tersebut belum tentu *matching* dengan saluran transmisi 50 ohm sehingga akan ada sinyal yang terpantul dan penyaluran daya tidak maksimal atau return loss mendekati 0. Perbandingan nilai Z_S dan Z_L untuk return loss dari input dan output yang maksimum antara simulasi dan perhitungan yang dapat

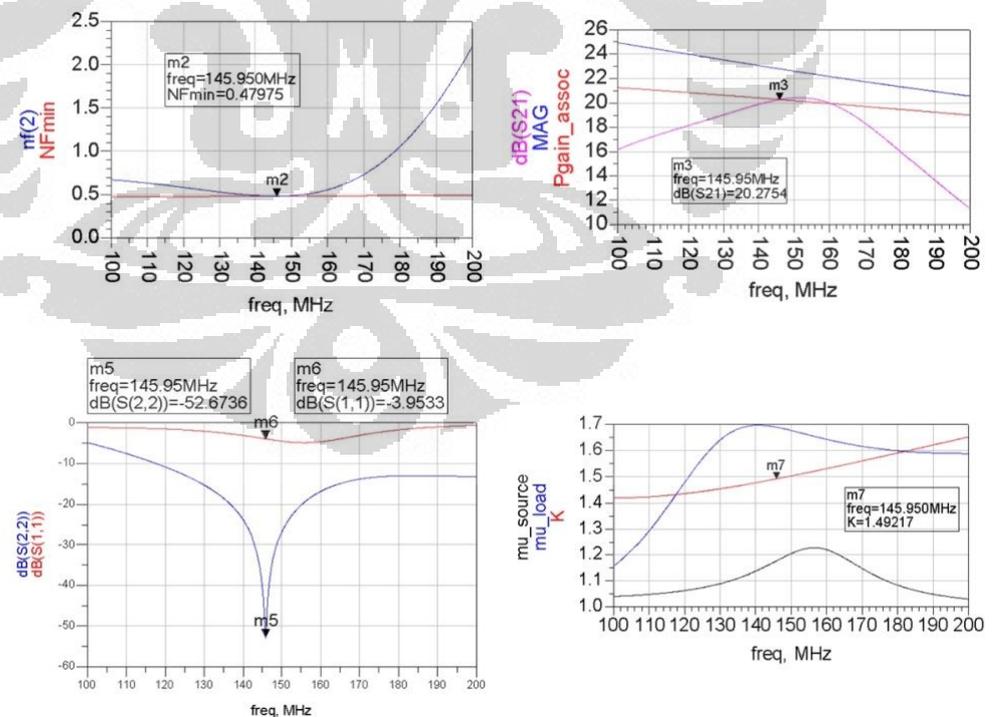
dicari dengan cara yang sama dengan bagian sebelumnya dengan menggunakan S parameter pada Tabel 4.9 dan karakteristik NFmin pada Tabel 4.12 dapat dilihat pada Tabel 4.13.

Tabel 4.13. Perbandingan Nilai Z_s , Z_L , MAG dan NF Untuk MAG pada $R_{stable} = 50$ ohm

| Jenis | Z_s | Z_L | MAG | NF min |
|-------------|-----------------------|-----------------------|------------|-----------|
| Perhitungan | $37.2554 + 74.5929 j$ | $27.4481 + 23.3116 j$ | 20.7893 dB | 1.1791 dB |
| Simulasi | $37.257 + 74.591 j$ | $27.450 + 23.310 j$ | 22.798 dB | 1.179 dB |

4.1.4. Analisis Impedance Matching

Impedance matching dilakukan dengan menggunakan alat bantu smith chart untuk mempermudah perancangan seperti yang dijelaskan pada subbab 3.4.7. Hasil simulasi dari rangkaian pada Gambar 3.13 akan menghasilkan nilai noise figure minimum pada LNA seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.8.



Gambar 4.8. Hasil Simulasi Impedance Matching Noise Figure Optimum

Gambar bagian atas, sebelah kiri menunjukkan nilai noise figure dari amplifier yang menunjukkan nilai 0.4798 dB yang sama dengan nilai noise figure minimum dari amplifier. Hal tersebut menunjukkan bahwa impedance matching untuk noise figure minimum akan membawa nilai noise figure dari LNA pada Gambar 4.7 mendekati noise figure minimum seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 4.8.

Gambar bagian atas, sebelah kanan menunjukkan nilai S_{21} atau gain dari amplifier. Gain dapat dicari dengan rumus (2.14) dan program matlab pada Lampiran 6 dengan S parameter pada Tabel 4.14.

Tabel 4.14. S Parameter NFmin

| freq | S(2,2) | S(2,1) | S(1,2) | S(1,1) |
|-------------|--------------------|----------------------|--------------------|--------------------|
| 145.950 MHz | 0.00232 / 74.67669 | 10.32209 / 105.64365 | 0.02089 / 41.29617 | 0.63436 / 97.01691 |

Gain yang didapatkan adalah 20.2754 dB. Nilai gain tersebut bukanlah gain maksimum dari amplifier karena perancangan dilakukan untuk memaksimalkan nilai noise figure. Gain LNA bersinggungan dengan $P_{\text{gain_assoc}}$ yang merupakan grafik nilai gain untuk noise figure minimum pada frekuensi tertentu.

Gambar bagian bawah, sebelah kiri menunjukkan nilai S_{11} dan S_{22} yang merupakan return loss input dan output dari LNA. Nilai dari S_{22} menunjukkan nilai yang sudah matching dengan saluran transmisi 50 ohm oleh karena pada proses impedance matching, nilai $Z_{S^*}^*(\text{ADS}) = 40.878 + j10.580$ hampir sama dengan nilai $Z_{S^*}^*(\text{ADS})$ untuk return loss maksimum. Nilai S_{11} menunjukkan nilai sebesar -3.95 dB pada frekuensi 145.95 MHz. Nilai koefisien refleksi dan VSWR input dapat dicari dengan menggunakan Lampiran 6 dengan hasil $S_{11} = \Gamma_{in} = 0.6344$ dan $VSWR_{in} = 4.4699$. Nilai Γ_{in} dapat dianalogikan sebagai presentase sinyal dari bagian input yang terpantul oleh karena adanya ketidakmatchingan impedansi pada bagian input amplifier. Sebanyak 63 % dari 100 % sinyal input akan terpantul. Nilai tersebut tidaklah

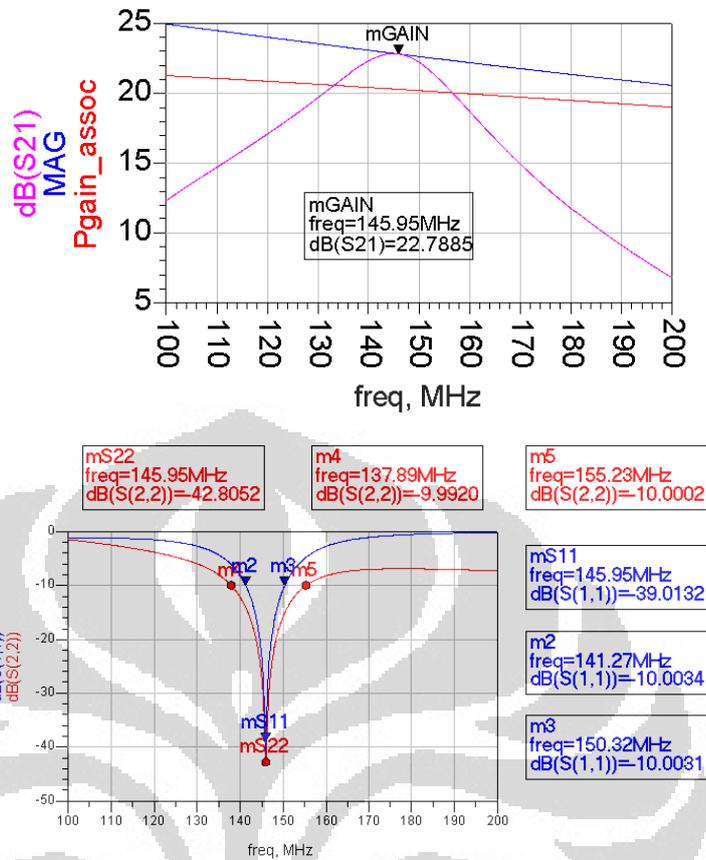
diinginkan dalam perancangan. Nilai $VSWR_{in}$ dapat dianalogikan sebagai perbandingan nilai tegangan maksimum dan minimum dengan nilai 4.4699 yang menandakan ketidakmampuan impedansi input LNA dan saluran transmisi.

Gambar bagian bawah sebelah kanan, menunjukkan nilai kestabilan yang masih diatas satu, $k = 1.492$. Nilai tersebut mengimplikasikan amplifier stabil dan tidak terjadi osilasi. μ_{source} dan μ_{load} merupakan representasi kestabilan pada bagian input dan output dari LNA dimana didapatkan dengan menggunakan rumus μ_{source} atau $\mu_{load} = C_L - r_L$. Nilai C_L dan r_L didapatkan dengan cara yang sama dengan subbab 4.1.2 dan menggunakan nilai S parameter pada tabel Tabel 4.14. Untuk $\Gamma_L, r_{oL} = 4.6961$ dan $C_{oL} = 3.0065 \angle -50.1639^\circ$ serta untuk $\Gamma_S, r_{iL} = 0.6049$ dan $C_{iL} = 1.7807 \angle 83.002^\circ$. sehingga didapatkan $\mu_{source} = 1.1759$ dan $\mu_{load} = 1.6897$ yang merupakan kondisi stabil karena > 1 .

4.1.5. Analisis Hasil Simulasi

Hasil simulasi di atas berlaku untuk noise figure yang minimum tetapi belum tentu pentransmisi daya dilakukan secara maksimal oleh karena nilai S_{11} yang besar atau return loss yang kecil sehingga daya dari input tidak ditransmisikan secara maksimal kedalam LNA oleh karena terdapat daya yang terpantul. Untuk membuat pentransmisi daya menjadi maksimal diperlukan input impedance matching dan output impedance matching sehingga nilai S_{11} dan S_{22} dari LNA bernilai sangat kecil.

Proses yang dilakukan dalam menentukan nilai komponen input dan *output impedance matching* adalah proses tuning dari komponen yang dioptimalkan untuk noise figure minimum. Rangkaian dari proses tersebut dapat dilihat pada Gambar 3.15. Rangkaian tersebut disimulasikan terhadap parameter S dan ditunjukkan pada Gambar 4.9.



Gambar 4.9. Respon Frekuensi LNA

Gambar bagian atas menunjukkan gain dari amplifier yang telah dirancang. Terdapat penguatan pada LNA disebabkan oleh karena adanya komponen aktif transistor sehingga gain bisa lebih dari 0 dB. Jika hanya terdapat komponen pasif maka gain tidak mungkin melebihi 0 dB. Gain yang didapatkan adalah 22.78 dB yang telah memenuhi spesifikasi dari LNA pada bab 3.

Pgain_assoc pada gambar bagian atas menunjukkan nilai *associated power gain* saat noise figure minimum. Jadi grafik S_{21} akan bersinggungan dengan Pgain_assoc saat amplifier dirancang sedemikian rupa sehingga mempunyai nilai noise figure minimum.

Gain dari amplifier mendekati dengan nilai MAG berkaitan dengan proses tuning terhadap input dan output matching yang

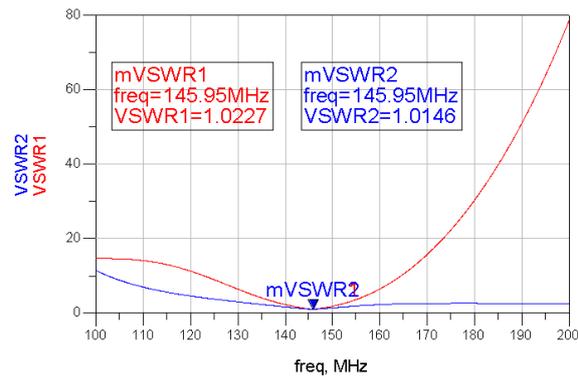
dimaksimalkan untuk return loss yang optimum. Nilai dari return loss ditunjukkan pada gambar bagian bawah. Nilai koefisien refleksi dan VSWR input dapat dicari dengan menggunakan Lampiran 6 dengan hasil $S_{11} = \Gamma_{in} = 0.0144$ dan $VSWR_{in} = 1.02922$. Hasil tersebut menunjukkan terdapat 1.44 % sinyal yang terpantul pada input amplifier dari 100 % sinyal yang dikirimkan. Nilai tersebut menunjukkan nilai yang baik dan pentransmisi daya dapat dilakukan dengan maksimal. Semakin kecil nilai return loss maka semakin matching impedansi dan saluran transmisi yang ada.

Return loss output yang direpresentasikan dengan nilai S_{22} menunjukkan nilai -42.8 dB atau $S_{22} = \Gamma = 0.00724$ dan $VSWR_{out} = 1.01458$. Hasil tersebut menunjukkan kemitimbangan impedansi antara saluran transmisi dengan output pada bagian amplifier sehingga nilai daya dapat ditransmisikan dari bagian output amplifier menuju perangkat lain. Grafik dari nilai VSWR pada input dan output dari LNA dapat dilihat pada Gambar 4.10. Kemitimbangan dari input dan output amplifier juga dapat dilihat dari dengan Z_{in1} dan Z_{in2} yang ditunjukkan pada Tabel 4.15.

Tabel 4.15. Nilai Z_{in1} dan Z_{in2} Untuk Return Loss Optimum

| freq | Z_{in1} | Z_{in2} |
|-------------|---------------------|---------------------|
| 145.950 MHz | 49.54791 - j1.01957 | 49.80138 + j0.69475 |

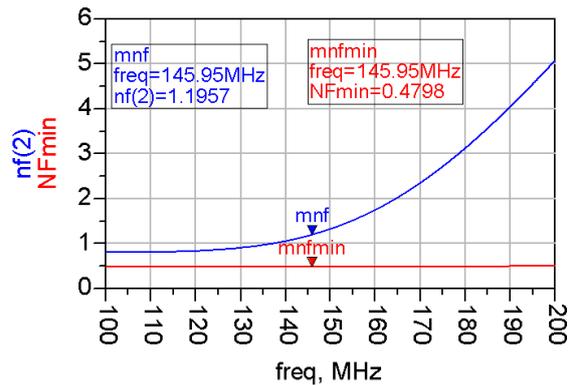
Nilai tersebut menunjukkan nilai impedansi yang telah matching oleh karena Z_{in} dan Z_{out} yang telah mendekati nilai $50 + j0$ ohm yang merupakan nilai impedansi dari saluran transmisi pada bagian input dan output dari LNA.



Gambar 4.10. Grafik VSWR LNA

Bandwidth dari LNA dapat dilihat dari nilai S_{11} pada grafik bagian bawah. S_{11} diambil sebagai acuan bandwidth disebabkan oleh karena merupakan representasi dari sinyal terpantul dan tidak terpantul pada bagian input LNA. -10 dB akan dianggap referensi sinyal input pada LNA. Diatas -10 dB maka sinyal dianggap terdegradasi karena banyaknya sinyal yang terpantul. Dibawah -10 dB maka sinyal akan masuk kedalam LNA Oleh karena itu, -10 dB bisa dianggap sebagai titik pada grafik pada S_{11} yang dinyatakan sebagai bandwidth dari LNA. Bandwidth yang didapatkan ditunjukkan pada marker $m3-m2 = 150.32 - 141.27 = 9.05$ MHz. Nilai bandwidth tersebut dianggap cukup mencakup bandwidth dari sinyal. Bandwidth sinyal adalah 10 KHz, yang terbentang pada $145.945 - 145.955$ MHz.

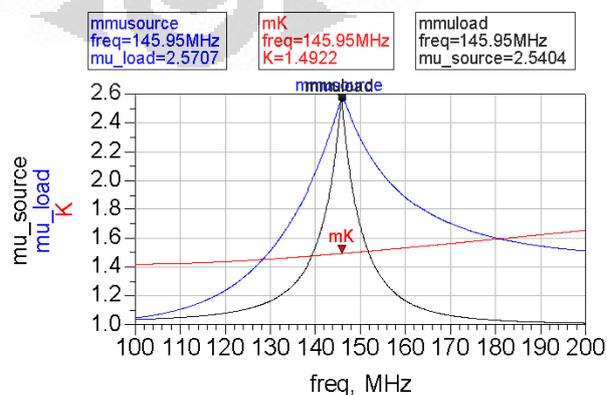
Parameter penting lain yang perlu dilihat dalam LNA adalah grafik atau nilai dari noise figure. Dalam LNA, nilai noise figure ini diusahakan untuk dibuat sekecil mungkin. Berdasarkan spesifikasi noise figure yang diinginkan maka nilai noise figure harus dibawah 1.5 dB. Gambar 4.11. menunjukkan grafik dari noise figure yang telah dirancang.



Gambar 4.11. Grafik Noise Figure LNA

Pada gambar tersebut dapat dilihat noise figure pada LNA ditunjukkan pada grafik berwarna biru yang bernilai $nf(2) = 1.1957$ dan sudah memenuhi spesifikasi dari LNA. Jika nilai $nf(2)$ belum memenuhi spesifikasi dari LNA maka harus dilakukan input dan output impedance matching kembali dengan nilai Z_{source} dan Z_{load} yang mendekati nilai untuk noise figure minimum. Grafik dari noise figure minimum ditunjukkan oleh grafik berwarna merah. Noise figure tidak mendekati nilai nf_{min} disebabkan karena input dan output impedance matching yang dimaksimalkan untuk return loss yang optimal dan telah dijelaskan pada subbab 3.4.7.

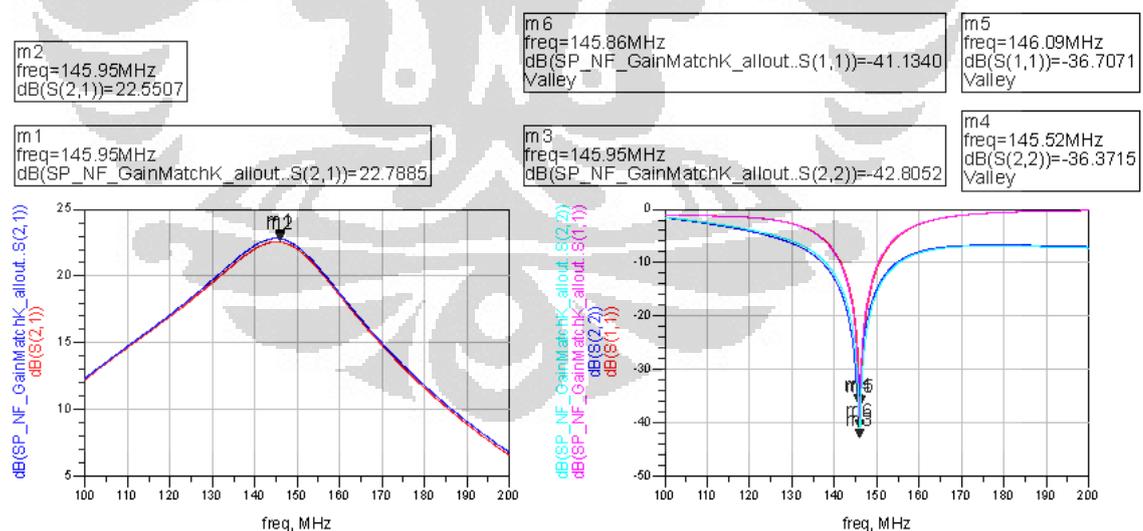
Parameter terakhir yang perlu dilihat adalah kestabilan dari LNA setelah dilakukan input dan output matching pada LNA. Grafik dari kestabilan dari LNA dapat dilihat pada Gambar 4.12.



Gambar 4.12. Grafik Kestabilan LNA

Gambar tersebut menunjukkan nilai kestabilan baik untuk source, load maupun keseluruhan. Jika μ_{source} dan μ_{load} bernilai lebih dari satu maka bisa dipastikan LNA bersifat stabil dan tidak beresilasi. Nilai μ_{source} dan μ_{load} dapat dicari dengan menggunakan cara yang sama dengan subbab 4.1.2. $\mu_{\text{source}} = r_L - C_L = 2.5707$ untuk Γ_S dan $\mu_{\text{load}} = r_L - C_L = 2.504$ untuk Γ_L . Nilai K yang didapatkan ditunjukkan oleh grafik berwarna merah dan bernilai $K=1.4922$ pada frekuensi 145.95 MHz.

Respon frekuensi untuk rangkaian fabrikasi low noise amplifier pada Gambar 3.15 dan rangkaian fabrikasi low noise amplifier pada 0 dapat dilihat pada Gambar 4.13 di bawah ini. Gambar tersebut menunjukkan perbedaan yang terdapat pada bandwidth dari respon passband dari bandpass filter yang tidak terlalu signifikan. Terdapat pergeseran nilai minimum S11 sebesar 0.23 MHz, S22 sebesar 0.43 MHz, dan penurunan gain S21 sebesar 0.2378 dB pada frekuensi 145.95 MHz.



Gambar 4.13. Perbedaan Respon frekuensi LNA Fabrikasi dan Simulasi

4.1.6. Analisis Fabrikasi

Hasil dari fabrikasi dan respon frekuensinya yang ditunjukkan pada Lampiran 19 berbeda dengan respon frekuensi simulasi. Hasil respon frekuensi pada fabrikasi LNA dengan ukuran 11 X 5 Cm memberikan nilai gain -4.6 dB, input return loss -12 dB, dan output return loss -11 dB pada frekuensi 70.279 MHz. Perbedaan frekuensi kerja hasil fabrikasi dan simulasi adalah 75.671 MHz. Perbedaan juga terjadi pada nilai gain sebesar 27.39 dB, input return loss sebesar 27 dB, dan output return loss sebesar 31.8 dB. Perbedaan yang cukup signifikan tersebut disebabkan oleh beberapa hal, yaitu :

- **Komponen Pasif**

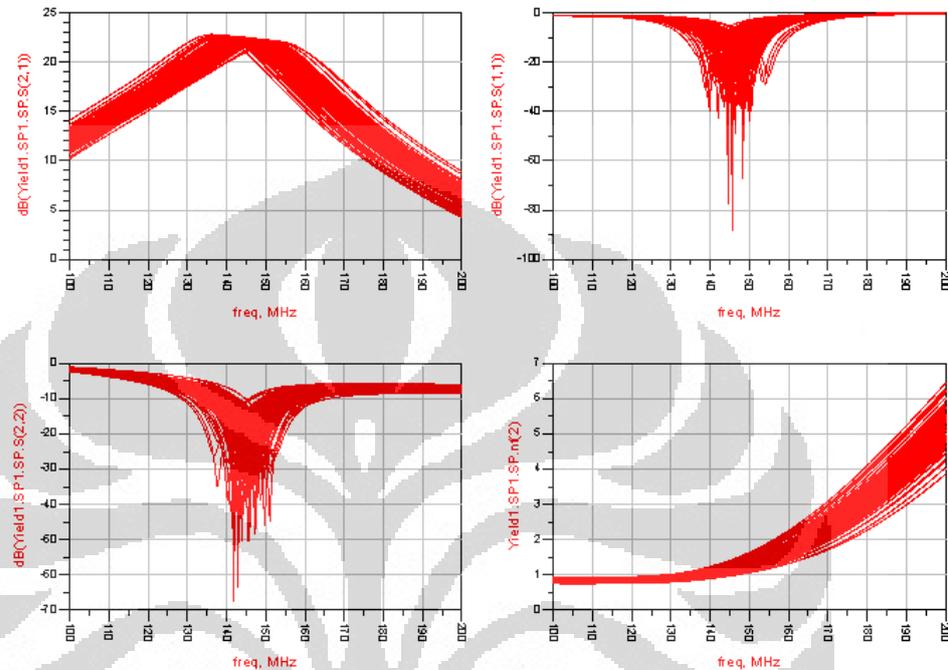
Penggunaan komponen pasif dimaksudkan untuk memperkecil ukuran dari perancangan low noise amplifier. Tetapi komponen yang digunakan tersebut mempunyai ukuran antar kakinya yang sangat pendek seperti yang ditunjukkan pada Lampiran 9. Jarak komponen terkecil adalah 0.5 mm sehingga Komponen menjadi sulit untuk diintegrasikan ke dalam PCB (*printed circuit board*). Penggunaan komponen pasif yang bukan merupakan SMD (*surface mounted device*) juga akan mempengaruhi respon frekuensi dari LNA oleh karena terdapat diskontinuitas pada saluran transmisi di komponen pasif tersebut yang bisa menyebabkan radiasi elektromagnetik dan menyebabkan pergeseran frekuensi.

Selain dari ukuran komponen pasif yang sangat kecil, ketersediaan komponen-komponen tersebut di Indonesia sangatlah terbatas sehingga harus mengimport komponen tersebut dari luar negeri dengan biaya yang mahal serta waktu yang lama.

- **Sensitivitas Komponen**

Komponen yang akan mempengaruhi sensitifitas dari low noise amplifier adalah komponen penyusun input matching dan output

matching. Sensitivitas dilihat dengan memvariasikan deviasi komponen sebesar $\pm 5\%$ untuk S_{21} , S_{11} , S_{22} , dan noise figure pada input dan output matching low noise amplifier. Gambar dari sensitivitas komponen dapat dilihat pada Gambar 4.14.



Gambar 4.14. Sensitivitas Respon Frekuensi LNA 5%

Gambar tersebut menunjukkan low noise amplifier lebih tidak sensitif dibandingkan dengan bandpass filter karena untuk nilai S_{21} diatas 15 dB yang dapat dicapai untuk bandwidth 145.945 – 145.955 MHz adalah 100%. Untuk nilai S_{11} dan S_{22} di bawah -10 dB yang dapat dicapai adalah 88%. Untuk noise figure di bawah 1.5 dB yang dapat dicapai adalah 100 %.

- Pengaruh Saluran Transmisi

Saluran transmisi yang digunakan akan berpengaruh pada perancangan yang dilakukan. Semakin besar frekuensi yang digunakan maka pengaruh saluran transmisi akan semakin signifikan. Semakin besar frekuensi yang digunakan maka

pergeseran fasa akan semakin cepat seiring dengan meningkatnya panjang saluran transmisi. [27]⁽¹⁶²⁻¹⁶³⁾

Bentuk dari saluran transmisi yang menghubungkan komponen-komponen tersebut juga mempengaruhi hasil dari LNA yang ideal. Saluran transmisi tersebut dapat dianggap sebagai suatu diskontinuitas karena mempunyai bentuk dan ukuran yang berbeda antara saluran transmisi satu dengan yang lain. Selain diskontinuitas saluran transmisi, saluran transmisi sendiri mempunyai rangkaian ekuivalen yang akan mempengaruhi respon frekuensi dari LNA. Rangkaian pengganti diskontinuitas dan saluran transmisi dapat dilihat pada Lampiran 17. [27]^(57;224) Pengaruh saluran transmisi ini sulit untuk diprediksi dengan menggunakan perhitungan. Pendekatan yang paling mungkin adalah dengan memodelkan saluran transmisi tersebut dengan jalur pada ADS seperti yang ditunjukkan pada Lampiran 11. Pengaruh bentuk dari saluran transmisi dapat dilihat pada Lampiran 12. Ringkasan dari hasil yang didapatkan bisa dilihat pada tabel di Lampiran 13.

Tabel tersebut merupakan hasil optimalisasi dari saluran transmisi (W = lebar, L = panjang, dan TL = transmission lines penghubung ke coaxial) atau komponen pasif yang digunakan. Hasil pada tabel tersebut menunjukkan bahwa saluran transmisi akan mempunyai pengaruh terhadap respon frekuensi LNA. Cara menanggulangi pengaruh saluran transmisi tersebut adalah dengan optimalisasi saluran transmisi yang akan berperan sebagai komponen pasif baik secara ekstrem atau tidak sampai respon frekuensi yang diinginkan didapatkan. Cara yang lain adalah dengan mengoptimalkan komponen yang akan menanggulangi pengaruh saluran transmisi sampai respon frekuensi yang diinginkan didapatkan. Penggabungan optimalisasi saluran

transmisi dan komponen juga dapat memberikan respon frekuensi yang diinginkan pada LNA.

4.2. Bandpass Filter

Hasil simulasi dari bandpass filter yang akan dianalisa adalah respon passband, return loss, dan group delay dari bandpass filter. Ketiga hal tersebut merupakan karakteristik yang dapat dilihat dalam menentukan perancangan bandpass filter. Terdapat dua bagian besar analisa yang akan dilakukan, yaitu analisa terhadap konsiderasi dalam perancangan bandpass filter dan analisa terhadap rancangan bandpass filter.

4.2.1. Analisis Ketersediaan Komponen

Analisis ketersediaan komponen merupakan hal yang penting untuk diperhatikan oleh karena dalam perancangan sistem receiver akan menggunakan komponen kapasitor dan induktor yang tersedia di pasaran. Penggunaan microstrip pada IiNUSAT dianggap tidak rasional karena ukuran dari sistem receiver akan menjadi besar. Hal tersebut berkaitan dengan frekuensi kerja dari sistem receiver yang rendah, yaitu 145 MHz. Analisa ketersediaan komponen berkaitan erat dengan rumus (2.49) dan (2.50) yang merupakan rumus skalalisasi terhadap nilai komponen yang ternormalisasi terhadap impedansi dan frekuensi yang dapat dilihat di bawah ini.

$$L'_{kP} = \frac{RB}{2\pi f_0^2 L_n} \quad \text{dan} \quad C'_{kP} = \frac{C_n}{2\pi RB}$$

$$L'_{kS} = \frac{RL_n}{2\pi B} \quad \text{dan} \quad C'_{kS} = \frac{B}{2\pi f_0^2 C_n R}$$

Pada rumus tersebut dapat dilihat bahwa perancangan bandpass filter dengan bandwidth tertentu akan mempengaruhi nilai komponen

yang digunakan. Pada L'_{kP} dan C'_{kS} yang merupakan nilai skalasi untuk komponen inductor tersusun paralel dan kapasitor tersusun seri akan mengalami peningkatan seiring dengan peningkatan nilai bandwidth. Hal tersebut berkebalikan dengan L'_{kS} dan C'_{kP} yang akan mengalami penurunan seiring dengan penurunan nilai bandwidth.

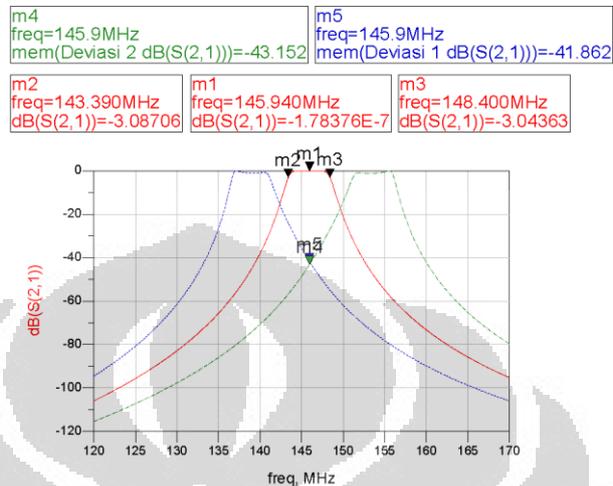
Pada perancangan bandpass filter dengan bandwidth 30 KHz seperti pada Tabel 3.8 dapat dilihat bahwa nilai komponen terkecil adalah nilai kapasitor dengan nilai CS2 dan CS5 adalah 2.77 fF. Nilai sebesar fF tidaklah tersedia di pasaran karena nilainya yang sangat kecil. Oleh karena itu nilai bandwidth harus dinaikan untuk memberikan nilai komponen yang tersedia di pasaran. Hal tersebut disebabkan karena nilai elemen C'_{kS} berbanding lurus dengan bandwidth dari bandpass filter. Bandwidth 5 MHz kemudian dipilih yang akan memberikan nilai komponen CS2 dan CS5 adalah 0.46 pF yang masih memenuhi ketersediaan komponen di pasaran.

4.2.2. Analisis Konsiderasi Deviasi dan Optimalisasi

Konsiderasi pada deviasi dilakukan dengan memvariasikan nilai pada komponen yang digunakan sebesar $\pm 5\%$ pada perancangan bandpass filter dengan bandwidth 5 MHz. Nilai setiap elemen pada bandpass filter tersebut dapat dilihat pada Tabel 3.11.

Simulasi akan dilakukan terhadap respon passband dari perancangan bandpass filter tersebut beserta dengan konsiderasi deviasi yang dilakukan terhadap nilai komponen yang digunakan. Konsiderasi deviasi dilakukan dengan menganggap nilai semua komponen terdeviasi sebesar + 5% atau - 5%. Konsiderasi deviasi akan memanfaatkan fungsi tuning pada ADS sehingga dapat dilakukan perbandingan terhadap respon passband sebelum dan sesudah terjadi deviasi. Gambar dari hasil simulasi dari bandpass filter dengan bandwidth 5 MHz beserta deviasinya dapat dilihat pada Gambar 4.15 di bawah ini. Warna merah

menunjukkan respon passband atau S21 dalam decibel dari BPF sebelum terjadi deviasi. Warna hijau dan biru masing-masing menunjukkan respon passband dengan nilai deviasi sebesar -5% dan $+5\%$.

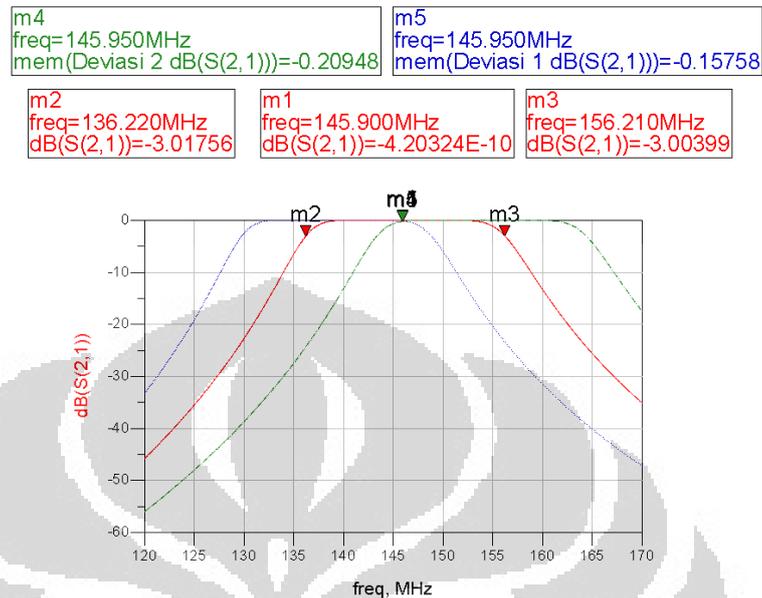


Gambar 4.15. Hasil Simulasi Perhitungan Deviasi BPF 5 MHz

Pada hasil simulasi tersebut dapat dilihat saat terjadi deviasi pertama atau deviasi pada komponen sebesar $+5\%$, insertion loss yang terjadi adalah sekitar -41.862 dB pada frekuensi 145.95 MHz. Hal tersebut menyebabkan sinyal uplink pada IiNUSAT akan terdegradasi sebesar -41.862 dB yang merupakan hal yang tidak diinginkan pada perancangan BPF karena idealnya, insertion loss pada BPF adalah 0 dB. Hal tersebut sama dengan yang terjadi pada deviasi kedua dimana komponen terdeviasi sebesar -5% . Insertion loss yang terjadi adalah -43.152 dB yang merupakan hal yang tidak diinginkan pula. Oleh karena itu dilakukan perancangan BPF dengan bandwidth yang lebih tinggi, yaitu 20 MHz sehingga dapat menanggulangi deviasi yang terjadi pada komponen yang digunakan.

Perancangan BPF dengan bandwidth 20 MHz dapat dilihat pada Gambar 3.20 dengan nilai elemen dan deviasi yang dapat dilihat pada tabel Tabel 3.12. Sama dengan konsiderasi deviasi sebelumnya, nilai semua komponen terdeviasi sebesar $+5\%$ atau -5% . Gambar dari hasil

simulasi dari bandpass filter dengan bandwidth 20 MHz beserta deviasinya dapat dilihat pada Gambar 4.16 di bawah ini.



Gambar 4.16. Simulasi Perhitungan Deviasi BPF 20 MHz

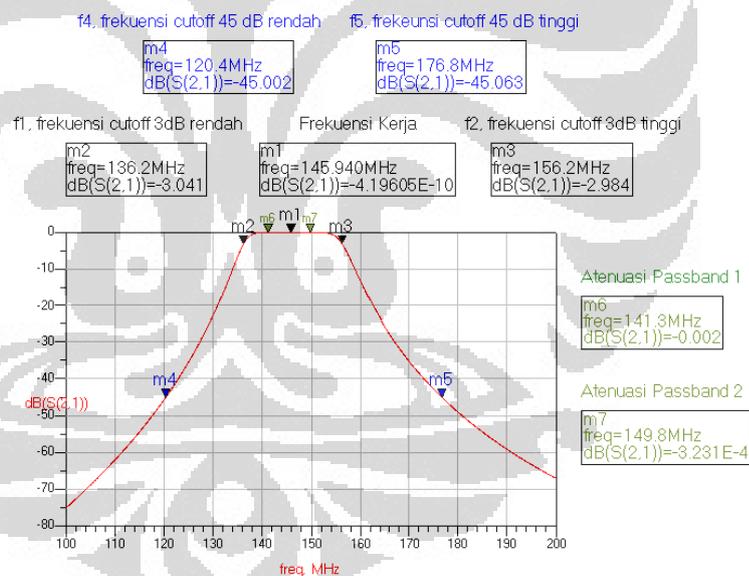
Hasil simulasi tersebut menunjukkan respon passband dari BPF saat komponen terdeviasi sebesar +5% atau deviasi pertama adalah -0.15758 dB dan saat komponen terdeviasi sebesar -5% atau deviasi kedua adalah -0.20948 dB. Hasil tersebut menunjukkan insertion loss dari deviasi BPF dengan bandwidth 20 MHz masih memenuhi spesifikasi bandpass filter pada Tabel 3.7 sehingga sinyal yang melewati bandpass filter akan terdegradasi dibawah 3 dB saat komponen terdeviasi. Optimalisasi pada bandpass filter dengan bandwidth 20 MHz tidak perlu dilakukan oleh karena respon passband sudah sesuai dengan perhitungan secara teori.

4.2.3. Analisis Respon Frekuensi

Setelah penentuan elemen dari bandpass filter dengan bandwidth 20 MHz dan rancangan sudah dibuat seperti ditunjukkan pada Gambar 3.20 maka simulasi dilakukan dengan melihat parameter S atau respon

frekuensi pada rangkaian BPF. Gambar dari hasil simulasi respon passband dari bandpass filter (S21) dengan bandwidth 20 MHz tersebut dapat dilihat pada Gambar 4.17. Terdapat beberapa hal yang dapat dianalisis, yaitu :

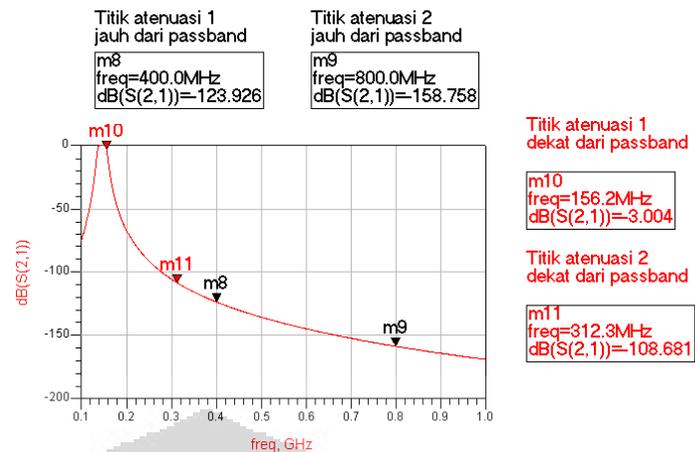
- Bandwidth : dapat dilihat dari respon frekuensi BPF yang ditunjukkan oleh tanda m2 dan m3. Kedua tanda tersebut menunjukkan frekuensi saat atenuasi yang terjadi adalah 3 dB. 3 dB diambil sebagai referensi oleh Karena karakteristik V_{rms} yang merupakan tegangan efektif pada rangkaian elektrik. Bandwidth yang didapatkan adalah $m3-m2=20$ MHz yang sama dengan karakteristik BPF yang dibuat. Bandwidth sebesar 20 MHz mencakup spesifikasi bandwidth pada IiNUSAT yang sebesar 10 KHz sehingga sinyal yang diinginkan tetap dapat terfilter.



Gambar 4.17. Respon Frekuensi Bandpass Filter BW=20 MHz

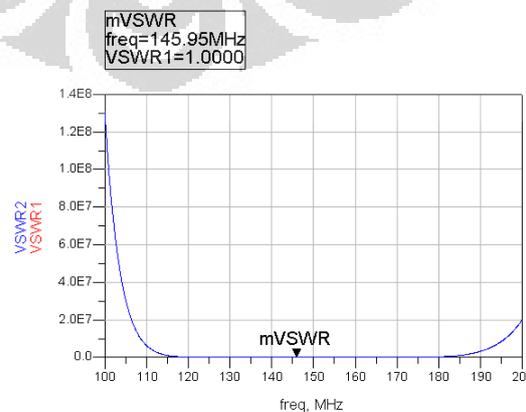
- Loaded Q : dapat dilihat dari respon passband dengan melihat tanda m1, m2, dan m3. Loaded $Q = m1/(m3-m2) = 7.25$ yang merupakan nilai yang menunjukkan bandpass filter yang cukup selektif. Semakin besar nilai loaded Q maka bandwidth dari BPF akan semakin kecil dan BPF menjadi lebih selektif.

- *Shape Factor (SF)* : dapat dilihat dari tanda m_4 dan m_5 yang merupakan atenuasi pada 45 dB dan m_2 dan m_3 yang merupakan atenuasi pada 3 dB. $SF=(m_5-m_4)/(m_3-m_2)=2.82$ yang menunjukkan SF yang lumayan baik dan hampir mendekati SF dari filter ideal yang bernilai 1.
- *Ripple* : dapat dilihat dari tanda m_6 dan m_7 yang masing-masing merupakan atenuasi pada respon passband pada BPF. Ripple dapat dihitung dengan $m_7-m_6=0.001677$ yang dapat dibulatkan menjadi nol, sehingga ripple pada respon passband BPF mempunyai nilai yang sama. Hal tersebut sesuai dengan BPF butterworth yang dirancang dimana mempunyai respon passband yang datar. Respon passband yang datar menjadikan sinyal yang masuk ke BPF akan teratenuasi dengan nilai yang sama.
- *Insertion loss* : dapat dilihat pada tanda m_1 yang merupakan atenuasi yang terjadi pada frekuensi kerja dari bandpass filter. m_1 menunjukkan nilai insertion loss sebesar -4.916×10^{-10} . Hal tersebut menunjukkan perubahan daya saat BPF dimasukkan dalam sistem adalah mendekati satu dimana tidak terjadi perubahan daya sama sekali.
- *Atenuation rate*, dapat dilihat pada gambar pelebaran dari respon frekuensi sebelumnya seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.18. Gambar tersebut menunjukkan laju atenuasi pada respon frekuensi dimana saat respon frekuensi jauh dengan passband maka hanya bagian LPF pada BPF yang akan mempengaruhi respon sehingga laju atenuasi = $158.758-123.926 = 34.832$ dB/octave sedangkan respon frekuensi saat dekat pada passband akan mempunyai laju atenuasi = $108.681-3.004 = 105.677$ dB/octave oleh karena dipengaruhi bagian LPF dan HPF pada BPF.

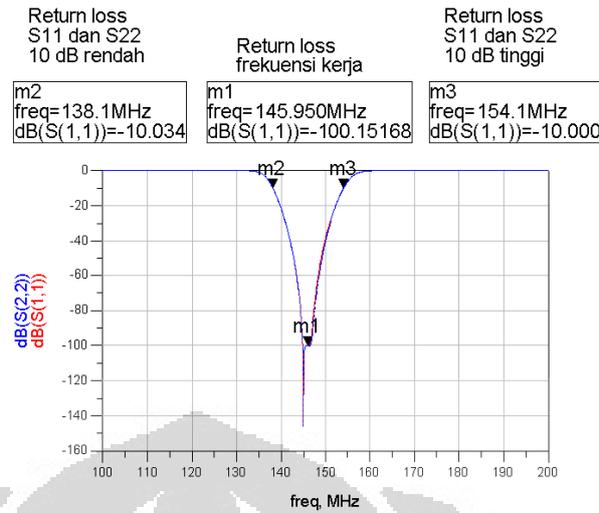


Gambar 4.18. Respon Frekuensi Bandpass Filter BW=20 MHz (pelebaran)

Respon frekuensi juga dapat dilihat dari nilai return loss dari bandpass filter. Respon frekuensi dari nilai return loss pada bandpass filter dapat dilihat pada Gambar 4.20. Pada gambar tersebut dapat dilihat return loss pada bagian input dan output akan bernilai -100.15268 dB sehingga BPF matching dengan terminasi input dan outputnya dan daya dapat tersalurkan dengan maksimal. Nilai koefisien refleksi yang didapatkan adalah 9.286×10^{-6} yang menandakan sebanyak $9.286 \times 10^{-6} \%$ akan terpantul pada port input maupun output. Kematchingan juga dapat ditandakan dengan grafik VSWR yang identik antara VSWR input maupun output dan ditunjukkan oleh Gambar 4.19. Nilai VSWR yang mendekati satu akan semakin *matching* BPF.

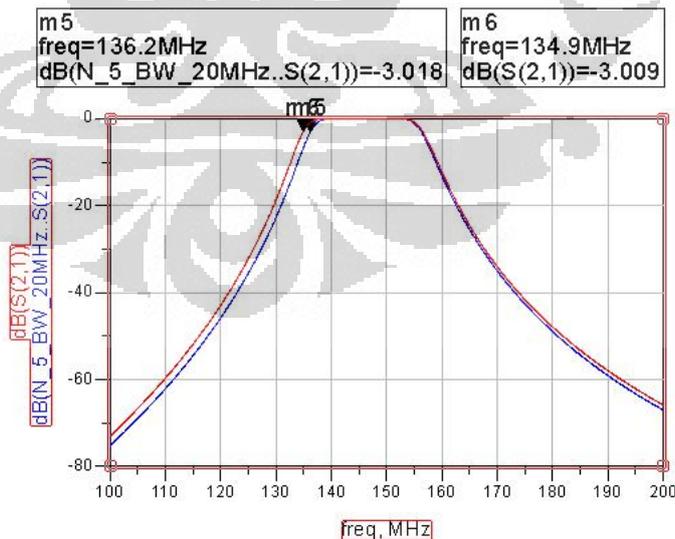


Gambar 4.19. VSWR Input dan Output Rangkaian Gabungan



Gambar 4.20. Return Loss S22 dan S11 Pada BPF BW=20 MHz

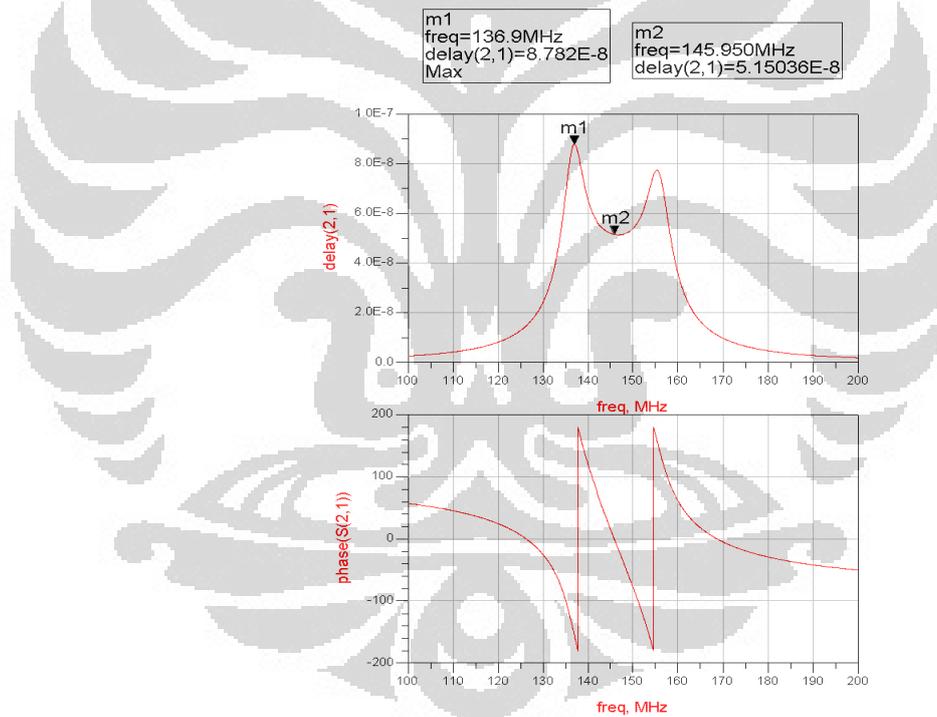
Respon frekuensi untuk rangkaian fabrikasi bandpass filter pada Gambar 3.21 dan rangkaian bandpass filter pada Gambar 3.20 dapat dilihat pada Gambar 4.21 di bawah ini. Gambar tersebut menunjukkan perbedaan yang terdapat pada bandwidth dari respon passband dari bandpass filter yang tidak terlalu signifikan. Terdapat pelebaran bandwidth sebesar 1.3 MHz.



Gambar 4.21. Perbedaan Respon frekuensi BPF Fabrikasi dan Simulasi

4.2.4. Analisis Respon Waktu

Selain Dilihat dari respon frekuensi, perancangan juga dapat dilihat melalui respon waktu dari bandpass filter. Hal yang dapat dilihat adalah kelinearan perubahan fasa dan group delay dari BPF yang dapat dilihat pada Gambar 4.22. Pada gambar tersebut menunjukkan group delay dan fasa dari nilai S21. Pada saat perubahan fasa tidak linear maka group delay yang terjadi tidak linear. Group delay yang tidak linear menjadikan waktu sinyal melewati BPF akan berbeda. Frekuensi 145.95 MHz akan mempunyai delay yang lebih cepat sebesar 0.363 ns daripada frekuensi 136.9 MHz. Adanya group delay yang tidak linear akan menyebabkan distorsi yang terjadi pada sinyal input.



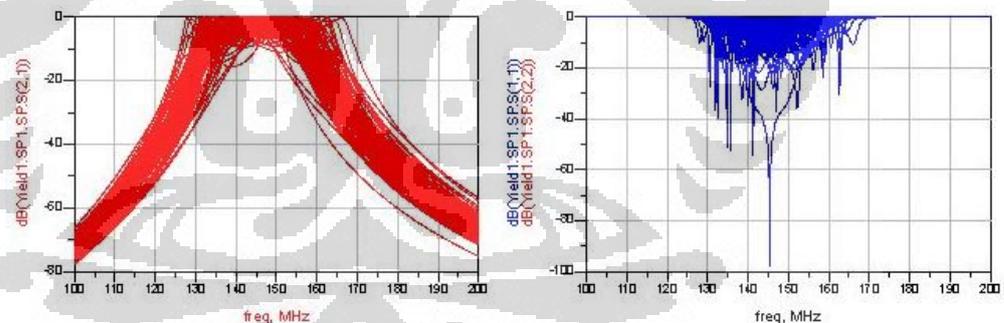
Gambar 4.22. Fasa dan Group Delay Dari Respon Waktu

4.2.5. Analisis Fabrikasi

Hasil fabrikasi dan respon frekuensi dari bandpass filter dengan ukuran 6 X 3.5 Cm dapat dilihat pada Lampiran 19. Hasil yang didapatkan

menunjukkan nilai yang berbeda dari respon frekuensi hasil simulasi. Nilai insertion loss adalah -22.7 dB, bandwidth 70 MHz, input return loss adalah -12.2 dB, dan output return loss adalah -11.9 dB pada frekuensi 120.264 MHz. Perbedaan frekuensi kerja hasil fabrikasi dengan hasil simulasi adalah sebesar 25.686 MHz. Perbedaan juga terjadi pada nilai insertion loss sebesar -22.7 dB, input return loss sebesar 87.92 dB, dan output return loss sebesar 87.36 dB. Perbedaan hasil tersebut disebabkan oleh karena alasan yang sama dengan low noise amplifier. Perbedaan adalah bandpass filter mempunyai sensitivitas yang lebih besar dibandingkan dengan low noise amplifier karena komponen yang digunakan hanya terdiri dari induktor dan kapasitor yang akan sangat mempengaruhi respon passband.

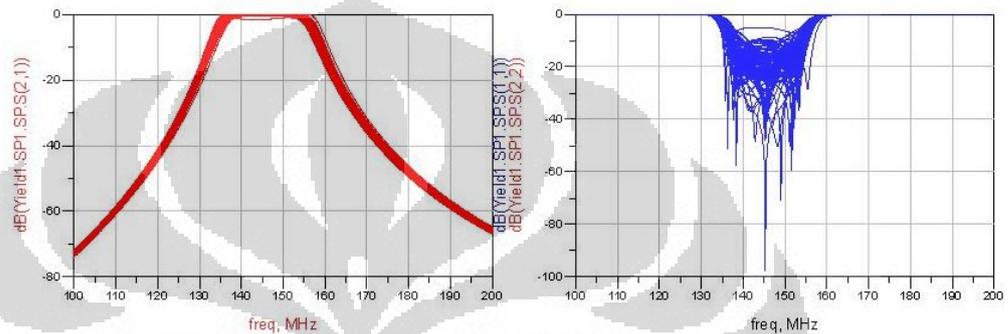
Analisis sensitivitas dilakukan untuk melihat pengaruh deviasi komponen yang divariasikan secara acak pada induktor maupun kapasitor yang digunakan. Gambar 4.23 menunjukkan hasil deviasi komponen sebesar $\pm 5\%$ untuk S_{21} , S_{11} , dan S_{22} pada bandpass filter.



Gambar 4.23. Sensitivitas Respon Frekuensi Bandpass Filter 5%

Dari gambar tersebut dapat dilihat bahwa filter yang dirancang dengan menggunakan komponen pasif (induktor dan kapasitor) akan sangat sensitif terhadap deviasi yang terdapat pada komponen tersebut. Variasi deviasi yang dilakukan akan memberikan nilai S_{21} di atas -5 dB yang dapat dicapai untuk bandwidth 145.945 – 145.955 MHz adalah 85%. Untuk nilai S_{11} di bawah -10 dB yang dapat dicapai adalah 19%.

Dari penjelasan di atas dapat dilihat deviasi dari komponen yang digunakan sangat berpengaruh terhadap sensitivitas bandpass filter. Untuk menganggulangnya, dapat digunakan nilai deviasi komponen yang sangat kecil, misalnya 1 %. Gambar dari sensitivitas bandpass filter 1% dapat dilihat pada Gambar 4.24 Dengan membuat deviasi sebesar 1 % maka bisa didapatkan nilai S_{21} diatas -5 dB sebesar 100 %, S_{11} dan S_{22} di bawah -10 dB sebesar 98 %.



Gambar 4.24. Sensitivitas Respon Frekuensi Bandpass Filter 1%

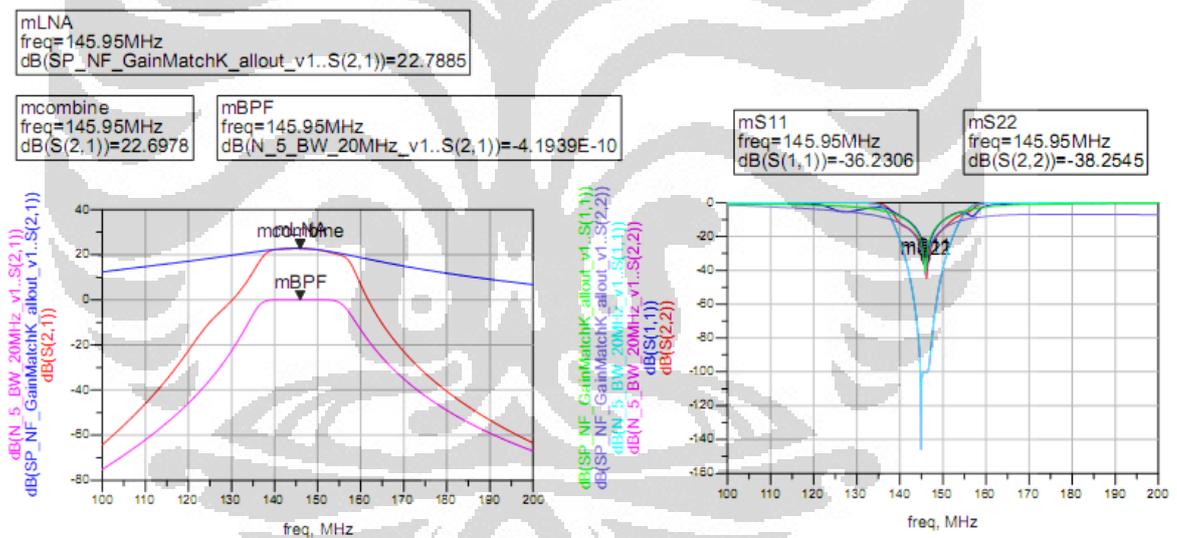
Selain deviasi komponen, saluran transmisi yang digunakan juga akan mempengaruhi respon frekuensi dari bandpass filter. Permodelan saluran transmisi untuk bandpass filter dapat dilihat pada Lampiran 14. Hasil simulasi dari optimalisasi saluran transmisi dan komponen yang digunakan dapat dilihat pada Lampiran 15. Ringkasan dari hasil yang didapatkan bisa dilihat pada tabel di Lampiran 16.

Dari tabel tersebut dapat dilihat bandpass filter lebih sensitif terhadap pengaruh saluran transmisi penghubung komponen pasif dari bandpass filter. Untuk menanggulangi keadaan tersebut maka dapat dilakukan optimasi panjang, L , dan lebar, W , dari saluran transmisi dengan nilai yang ekstrim sampai respon passband yang diinginkan didapatkan. Cara yang lain adalah dengan mengoptimalkan komponen pasif yang digunakan. Pengoptimalisasian saluran transmisi dan komponen pasif juga dapat dilakukan untuk memberikan respon passband yang diinginkan pada bandpass filter yang paling baik.

Bandpass filter lebih sensitif daripada low noise amplifier sehingga pada low noise amplifier lebih banyak cara yang bisa dilakukan untuk mendapatkan respon passband yang diinginkan dibandingkan dengan banpass filter.

4.3. Analisis Rangkaian Gabungan

Rangkaian low noise amplifier pada Gambar 3.15 dan bandpass filter pada Gambar 3.20 dapat digabungkan dan dianalisis respon frekuensi yang didapatkan. Gambar dari rangkaian gabungan LNA dan BPF dapat dilihat pada Lampiran 18. Respon frekuensi dari penggabungan kedua rangkaian tersebut dapat dilihat pada Gambar 4.25.

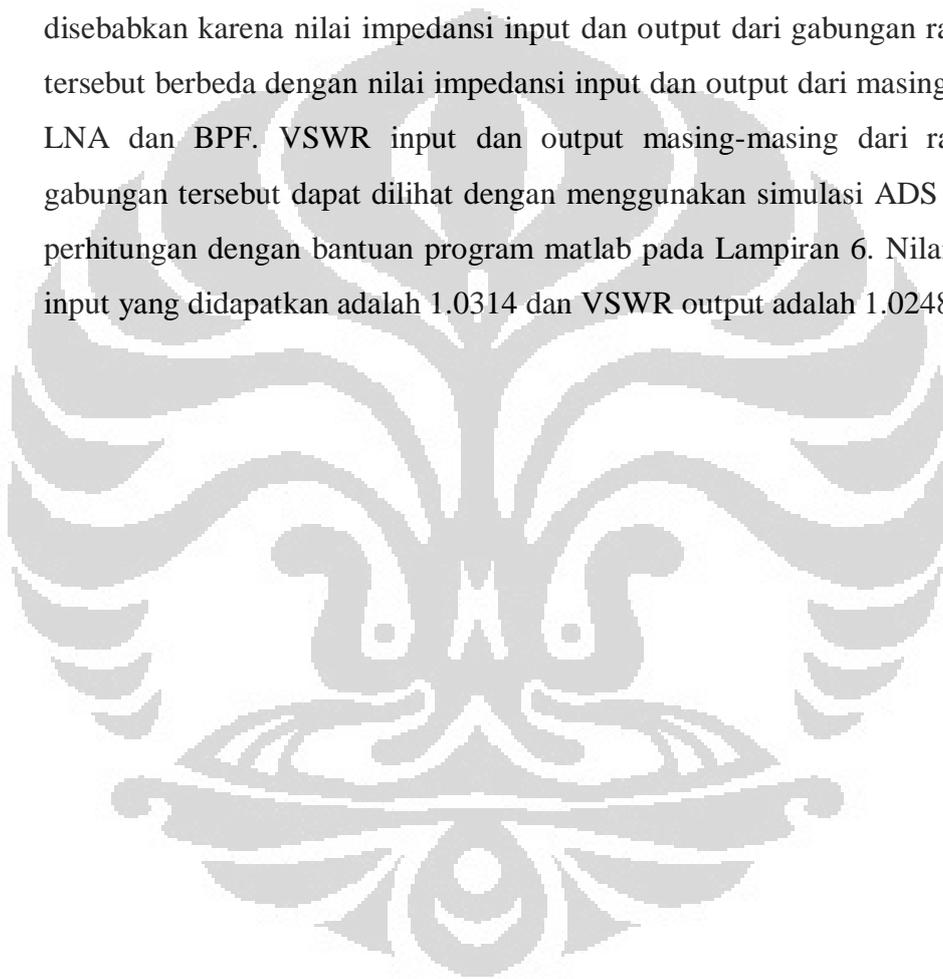


Gambar 4.25. Hasil Simulasi Gabungan

Untuk Grafik S21, marker berwarna merah menunjukkan nilai S21 setelah penggabungan low noise amplifier dan bandpass filter. Untuk frekuensi 145.95 MHz, Gain yang didapatkan bernilai 22.6978. Gain LNA menjadi berkurang sebesar 0.0907 dB disebabkan karena pengaruh insertion loss dari BPF sebesar -4.1939×10^{-7} dB dan ketidaksesuaian atau ketidakmampuan impedansi antara output LNA dan input BPF sehingga

terdapat return loss yang akan mengurangi daya yang disalurkan. Hal tersebut ditunjukkan pada persamaan (2.7) dimana daya akan berkurang seiring dengan meningkatnya nilai return loss. Hasil simulasi tersebut menunjukkan gain LNA dapat menanggulangi insertion loss dari BPF maupun sistem receiver lain.

Untuk grafik return loss, dapat dilihat bahwa nilai S_{11} dan S_{22} yang didapatkan adalah -36.2306 dB dan -38.2545 dB. Nilai tersebut berbeda dengan nilai input return loss dari LNA dan output return loss dari BPF disebabkan karena nilai impedansi input dan output dari gabungan rangkaian tersebut berbeda dengan nilai impedansi input dan output dari masing-masing LNA dan BPF. VSWR input dan output masing-masing dari rangkaian gabungan tersebut dapat dilihat dengan menggunakan simulasi ADS maupun perhitungan dengan bantuan program matlab pada Lampiran 6. Nilai VSWR input yang didapatkan adalah 1.0314 dan VSWR output adalah 1.0248.



BAB 5

KESIMPULAN

Berdasarkan dari perancangan, hasil simulasi, hasil fabrikasi, dan analisis yang telah dilakukan maka dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

- Hasil simulasi low Noise Amplifier (LNA) kelas A dengan biasing voltage divider menunjukkan nilai gain 22.8 dB, noise figure 1.2 dB, kestabilan 1.5, input return loss -39 dB, output return loss -43 dB, dan bandwidth 9 MHz sudah memenuhi spesifikasi LNA.
- Hasil fabrikasi LNA dengan ukuran 11 X 5 Cm menunjukkan nilai gain sebesar -4.6 dB, input return loss -12 dB, dan output return loss -11 dB pada frekuensi 70.279 MHz yang berbeda dengan hasil simulasi.
- Bandpass filter (BPF) tipe butterworth dirancang melalui metode insertion loss dengan menggunakan komponen pasif menunjukkan nilai insertion loss 4.2×10^{-10} dB, bandwidth 20 MHz, dan input serta output insertion loss -100 dB yang sudah memenuhi spesifikasi BPF.
- Hasil fabrikasi BPF dengan ukuran 6 x 3.5 Cm menunjukkan nilai insertion loss -22.7 dB, bandwidth 70 MHz, input return loss -12.2 dB, output return loss -11.9 dB pada frekuensi 120.264 MHz yang berbeda dengan hasil simulasi.
- Bentuk dan deviasi komponen pasif serta saluran transmisi dan diskontinuitas saluran transmisi menyebabkan pengaruh pada respon frekuensi yang dihasilkan karena terdapat reaktansi parasitik berupa komponen pasif induktor dan kapasitor pada rangkaian ekuivalen keduanya.
- Hasil simulasi untuk rangkaian gabungan LNA dan BPF adalah gain 22.6978 dB, input return loss -36.2306 dB, dan output return loss -38.2545 dB dimana menunjukkan LNA dapat menanggulangi loss pada sistem receiver termasuk insertion loss BPF.

DAFTAR REFERENSI

- [1] Ippolito Jr, Louis J. *Satellite Communication System Engineering*. USA : John Wiley & Sons Ltd. 1st edition. 2008.
- [2] *Miniaturized Satellite*. Wikipedia. http://en.wikipedia.org/wiki/Miniaturized_satellite#Minisatellite. 2008.
- [3] Maral, Gerard. & Michel, Bousquet. *Satellite Communication System*. John Wiley & Sons Ltd. 5th edition. 2009.
- [4] *Preliminary Design Review*. Indonesian Nano Satellite Platform Initiative for Research and Education (Inspire). 2010 : 47-55
- [5] Thopay, Prakash Egambaram. *Design of RF System for Cubesat*. Thesis. Institute of Microtechnology (IMT), Switzerland. 2006 : 17-28.
- [6] Corrado, Ben, & Nathering, Rick & Graue, Ryan. *Cubesat SDR*. Saint Louis University. 2007 : 15-16.
- [7] Campbel IV, Thomas Mitchel. *Design and Use of the FASTRAC Nanosatellite Bus*. Thesis. Master of Science, University of Texas, Austin, USA. May 2006 : 31-51
- [8] Verhoeven, Christ, dkk. *Delfi-C3 Communication System*. Delft University of Technology. 2008 : 1-4
- [9] Butler, Lloyd. *Introduction to Superheterodyne Receiver*. <http://users.tpg.com.au/users/ldbutler/Superhet.htm>. 1999
- [10] Verhoeven, Christ & Martijn de Milliano. *Toward the Next Generation of Nanosatellite Communication System*. Faculty of Aerospace Engineering Delft University of Technology. 2008 : 4-5
- [11] Hartanto, Dwi. *Reliable Ground Segment Data Handling System for Delfi-n3Xt Satellite Mission*. Faculty of Computer Engineering Delft University of Technology. 2009 : 15-79.
- [12] *Delfi-C³ Realizing the First Dutch Student Nanosatellite & OSCAR*. Delft University of Technology, Netherland. April 2008 : 16-28.
- [13] *Satellite*. Wikipedia The Free Encyclopedia. <http://en.wikipedia.org/wiki/Satellite>. January 2011.

- [14] *Nanosatellite Launch Service*. <http://www.utias-sfl.net/Products/NLS-Handout-20090729-press.pdf>.
- [15] Beukelaers, Vincent. *From Mission Analysis to Space Flight Simulation of the OUFTI-1 Nanosatellite*. Thesis. Faculty of Applied Science University of Liège. 2009 : 4-7, 20-25, 69-73, 106.
- [16] Mahy, Francois. *Design and Implementation of On-board Telecommunication System of Student Nanosatellite OUFTI-1 of University of Liège*. Thesis. Faculty of Applied Science University of Liège. 2009 : 17-92
- [17] Loïc, Questiaux. *Conception et développement de l'étage d'émission/réception RF du CubeSat OUFTI-1*. Thesis. Faculty of Applied Science University of Liège. 2009 : 19-25, 47-91
- [18] Choueiri, Ted. *SwissCube RF Communication Description and ICD*. Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Swiss. September 2010 : 10
- [19] Rivera, Enrique. *Performance Evaluation and Optimization of the RF Circuits for a Satellite Communication System. Cubesat*. Institute of Microtechnology (IMT), Switzerland. September 2010 :
- [20] Rivera, Enrique. *COM Test Report SwissCube*. Institute of Microtechnology (IMT), Switzerland. September 2008 :
- [21] *Cubesats / Nanosats / Picosats*. <http://www.dk3wn.info/satellites.shtml>
- [22] Huerta, Derek Christopher. *Development of a Highly Integrated Communication System for Use in Low Space Applications*. Thesis. Aerospace Engineering, California Polytechnic State University, San Luis Obispo. 2006 : 4-8 ; 18-22 ; 35-49
- [23] Noe, Chris. *Design and Implementation of the Communication Subsystem for the Cal Poly CP2 Cubesat Project*. Computer Engineering Department, California Polytechnic State University, San Luis Obispo. June 2004 :
- [24] Klofas, Bryan. *Improving Receiver Sensitivity of the CPX Bus*. Senior Project. Electrical Engineering Department, California Polytechnic State University. 2008 :
- [25] Cuttin, Alessandro. *Progetto di sistema del satellite AtmoCube architettura di comunicazione e architettura di sistema*. Thesis. Facoltà di ingegneria Corso di laurea in ingegneria delle telecomunicazioni, Università degli Studi di Trieste. 2006 : 29-102.

- [26] Moreno, Oscar. *Compass one Phase B Documentation (Communication System)*. Documentation. FH Achen, Germany. Juni 2004 85-96.
- [27] Pozar, David M. *Microwave Engineering*. USA : John Wiley & Sons, Inc. 2st edition. 1998.
- [28] *Decibel*. Wikipedia The Free Encyclopedia. <http://en.wikipedia.org/wiki/Decibel>. April 2011
- [29] *Scattering Parameter*. Wikipedia The Free Encyclopedia. http://en.wikipedia.org/wiki/Scattering_parameters, April 2011
- [30] Wentworth, Stuart M. *Fundamentals of Electromagnetics with Engineering Applications*. USA : John Wiley & Sons, Inc. 2004.
- [31] Ludwig, Reinhold & Bretchko, Pavel. *RF Circuit Design Theory and Applications*. USA : Prentice –Hall. Inc. 2000.
- [32] Bowick, Chris. *RF Circuit Design*. USA : Elsevier. Inc. 2008.
- [33] Boylestad, Robert L. & Nashelsky, Louis. *Electronic Devices and Circuit Theory*. New Jersey, USA : Pearson Education, Inc. 9th edition. 2006.
- [34] *Class B Amplifier*. http://www.electronicstutorials.ws/amplifier/amp_6.html. 2010.
- [35] Gonzalez, Guillermo. *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*. New Jersey, USA : Prentice-Hall, Inc. 2nd edition. 1997.
- [36] Matthaei, George L. & Young, Leo. *Microwave Filters, Impedance-Matching network, and Coupling Structures*. USA : Artech House. 1980.
- [37] Winder, Steve. *Analog and Digital Circuit Design*. USA : Newness, 2nd edition. 2002.

LAMPIRAN

Lampiran 1. Datasheet 2SC5006

DATA SHEET

RENESAS

**SILICON TRANSISTOR
2SC5006**

NPN SILICON EPITAXIAL TRANSISTOR 3 PINS ULTRA SUPER MINI MOLD

DESCRIPTION

The 2SC5006 is an NPN epitaxial silicon transistor designed for use in low noise and small signal amplifiers from VHF band to UHF band. Low noise figure, high gain, and high current capability achieve a very wide dynamic range and excellent linearity. This is achieved by direct nitride passivated base surface, process (NEST2 process) which is an NEC proprietary fabrication technique.

FEATURES

- Low Voltage Use.
- High f_T : 4.5 GHz TYP. (@ $V_{CE} = 3$ V, $I_C = 7$ mA, $f = 1$ GHz)
- Low C_{re} : 0.7 pF TYP. (@ $V_{CE} = 3$ V, $I_E = 0$, $f = 1$ MHz)
- Low NF : 1.2 dB TYP. (@ $V_{CE} = 3$ V, $I_C = 7$ mA, $f = 1$ GHz)
- High $|S_{21e}|^2$: 9 dB TYP. (@ $V_{CE} = 3$ V, $I_C = 7$ mA, $f = 1$ GHz)
- Ultra Super Mini Mold Package.

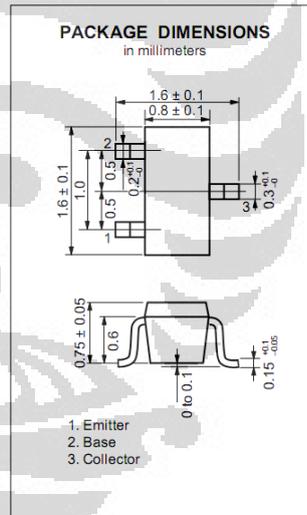
ORDERING INFORMATION

| PART NUMBER | QUANTITY | PACKING STYLE |
|-------------|--------------|--|
| 2SC5006 | 50 pcs./Unit | Embossed tape 8 mm wide. |
| 2SC5006-T1 | 3 kpcs./Reel | Pin3 (Collector) face to perforation side of the tape. |

* Please contact with responsible NEC person, if you require evaluation sample. Unit sample quantity shall be 50 pcs.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25$ °C)

| | | | |
|------------------------------|-----------|-------------|----|
| Collector to Base Voltage | V_{CBO} | 20 | V |
| Collector to Emitter Voltage | V_{CEO} | 12 | V |
| Emitter to Base Voltage | V_{EBO} | 3.0 | V |
| Collector Current | I_C | 100 | mA |
| Total Power Dissipation | P_T | 125 | mW |
| Junction Temperature | T_j | 150 | °C |
| Storage Temperature | T_{stg} | -60 to +150 | °C |



Lampiran 2. Program Matlab LNA_kestabilan.m

```

clear all;

x1=0.54749;
x2=-81.94603;
s11=x1*(cosd(x2)+(sind(x2)*1j));
x3=0.03748;
x4=61.11970;
s12=x3*(cosd(x4)+(sind(x4)*1j));
x5=18.52120;
x6=125.46717;
s21=x5*(cosd(x6)+(sind(x6)*1j));
x7=0.62867;
x8=-38.31901;
s22=x7*(cosd(x8)+(sind(x8)*1j));

ds=(s11*s22)-(s12*s21);
delta=abs(ds)
k=(1+(abs(ds))^2-(abs(s11))^2-(abs(s22))^2)/(2*abs(s21)*abs(s12))

%untuk rl
rl_load=abs(s12*s21/((abs(s22))^2-(abs(ds)^2)))
cl_load=(conj(s22-ds*conj(s11)))/((abs(s22)^2)-(abs(ds)^2))

%untuk rs
rl_source=abs(s12*s21/((abs(s11))^2-(abs(ds)^2)))
cl_source=(conj(s11-ds*conj(s22)))/((abs(s11)^2)-(abs(ds)^2))

%mu_load dan mu_source
mu_load=abs(abs(cl_load)-abs(rl_load))
mu_source=abs(abs(cl_source)-abs(rl_source))

```

Lampiran 3. Program Matlab LNA_ga_after30ohm.m

```

%rumus lingkaran gain

clear all;

x1=0.57611;
x2=-55.85973;
s11=x1*(cosd(x2)+(sind(x2)*1j));
x3=0.01653;
x4=69.35508;
s12=x3*(cosd(x4)+(sind(x4)*1j));
x5=8.16722;
x6=133.7025;
s21=x5*(cosd(x6)+(sind(x6)*1j));
x7=0.33246;
x8=-166.82131;
s22=x7*(cosd(x8)+(sind(x8)*1j));

```

```

ds=(s11*s22)-(s12*s21); %nilai delta
k=(1+(abs(ds))^2-(abs(s11))^2-(abs(s22))^2)/(2*abs(s21)*abs(s12));
%rumus roelet factor k

GT_max=10*log10((abs(s21)/abs(s12))*(k-((k^2)-1)^0.5)) %nilai MAG

GAindB=20.770 %nilai GA dalam dB
GA=10^(GAindB/10) %nilai GA dalam perbandingan pout/pin

ga=GA/((abs(s21))^2)
c1=s11-(ds*conj(s22));

ra=((1-
(2*k*abs(s12*s21)*ga)+((abs(s12*s21))^2*(ga^2))^0.5)/(abs(1+(ga*(
abs(s11)^2-(abs(ds))^2)))) %radius lingkaran gain
ca=(ga*c1')/(1+(ga*((abs(s11))^2-(abs(ds))^2))); %titik tengah
lingkaran gain
ca_mag=(imag(ca)^2+real(ca)^2)^0.5 %nilai magnitudo ca
ca_angle=(atand(imag(ca)/real(ca)))%nilai sudut ca
zs=50*(ca+1)/(1-ca)
r1=((s22-(ca*ds))/(1-(s11*ca)))' %simultaneous conjugate match
z1=50*(r1+1)/(1-r1)

```

Lampiran 4. Program Matlab LNA_NF_after50ohm.m

```

%program Matlab Lingkaran Noise Figure

clear all;

x1=0.56594;
x2=-61.59814;
s11=x1*(cosd(x2)+(sind(x2)*1j));
x3=0.02133;
x4=67.48681;
s12=x3*(cosd(x4)+(sind(x4)*1j));
x5=10.53863;
x6=131.83428;
s21=x5*(cosd(x6)+(sind(x6)*1j));
x7=0.18189;
x8=-136.06582;
s22=x7*(cosd(x8)+(sind(x8)*1j));

rn=1.8685; %impedansi noise transistor
z0=50; %impedansi saluran transmisi
zopt=50*(0.681+(1j*0.127)); %nilai zsource untuk fkmin
fkminindB=0.48; %nilai fk min dalam dB
fkmin=10^(fkminindB/10); % nilai fkmin dalam snrin/snrout

ropt=(zopt-z0)/(zopt+z0);
ropt_mag=(imag(ropt)^2+real(ropt)^2)^0.5;
ropt_angle=180+(atand(imag(ropt)/real(ropt)));

```

```

fkindB=0.480; %nilai noise figure dalam dB
fk=10^(fkindB/10); %noise figure dalam snrin/snrou
qk=(abs(1+ropt))^2*((fk-fkmin)/(4*rn/z0));

dfk=ropt/(1+qk); %titik tengah lingkaran noise figure
dfk_mag=(imag(dfk)^2+real(dfk)^2)^0.5 %nilai magnitudo dfk
dfk_angle=(atand(imag(dfk)/real(dfk)))%nilai sudut dfk
rfk=((1-(abs(ropt))^2)*qk+qk^2)^0.5/(1+qk) %radius lingkaran noise
figure

rs=dfk
zs=z0*(rs+1)/(1-rs)
rl=(s22+((s12*s21*rs)/(1-(s11*rs))))'
zl=z0*(rl+1)/(1-rl)

ds=(s11*s22)-(s12*s21); %nilai delta
rout=(s22-(rs*ds)/(1-(s11*rs)));
ga=((1-(abs(rs))^2)*((abs(s21))^2))/(abs(1-(s11*rs))^2*(1-
(abs(rout))^2))
gaindB=10*log10(ga)

```

Lampiran 5. Program Matlab LNA_nilai NF_after50ohm.m

```

%program Matlab Hitung Nilai Noise Figure

clear all;

rn=1.8685; %impedansi noise transistor
z0=50; %impedansi saluran transmisi
zopt=50*(0.68+(1j*0.1274)); %nilai zsource untuk fkmin
fkminindB=0.48; %nilai fk min dalam dB
fkmin=10^(fkminindB/10); % nilai fkmin dalam snrin/snrou

ropt=(zopt-z0)/(zopt+z0); %nilai impedansi sumber untuk noise
figure optimum
ropt_mag=(imag(ropt)^2+real(ropt)^2)^0.5; %nilai magnitudo ropt
ropt_angle=180+(atand(imag(ropt)/real(ropt))); %nilai sudut ropt

zs=50+(0*1j); %nilai impedansi sumber
rs=(zs-z0)/(zs+z0); %koefisien refleksi sumber
f=fkmin+(((4*rn/z0)*(abs(rs-ropt))^2)/((1-
(abs(rs))^2)*(abs(1+ropt))^2)) %nilai noise figure dalam
snrin/snrou
findB=10*log10(f) %nilai noise figure dalam dB

```

Lampiran 6. Program Matlab LNA_sparam NFmin.m

```

%Program Matlab S parameter (gain, return loss)

x1=0.63436;
x2=97.01691;
s11=x1*(cosd(x2)+(sind(x2)*1j))

```

```

x3=0.02089;
x4=41.29617;
s12=x3*(cosd(x4)+(sind(x4)*1j));
x5=10.32209;
x6=105.64365;
s21=x5*(cosd(x6)+(sind(x6)*1j));
x7=0.00232;
x8=74.67669;
s22=x7*(cosd(x8)+(sind(x8)*1j))

rin=abs(s11) %nilai koefisien refleksi input
RLin=20*log10(abs(s11)) %nilai return loss dalam dB input
VSWRin=(1+abs(s11))/(1-abs(s11)) %nilai VSWR input
RLout=20*log10(abs(s22)) %nilai koefisien refleksi output
VSWRout=(1+abs(s22))/(1-abs(s22)) %nilai return loss dalam dB
output
Gain=20*log10(abs(s21)) %nilai VSWR output

```

Lampiran 7. Program Matlab LNA_kestabilan_rin.m

```

clear all;

x1=0.54749;
x2=-81.94603;
s11=x1*(cosd(x2)+(sind(x2)*1j));
x3=0.03748;
x4=61.11970;
s12=x3*(cosd(x4)+(sind(x4)*1j));
x5=18.52120;
x6=125.46717;
s21=x5*(cosd(x6)+(sind(x6)*1j));
x7=0.62867;
x8=-38.31901;
s22=x7*(cosd(x8)+(sind(x8)*1j));

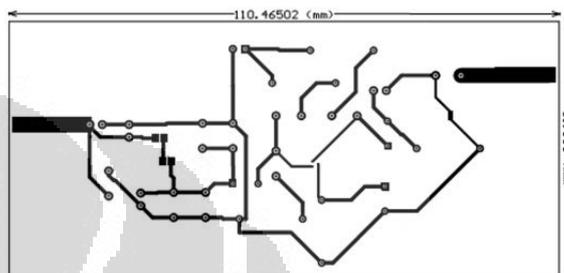
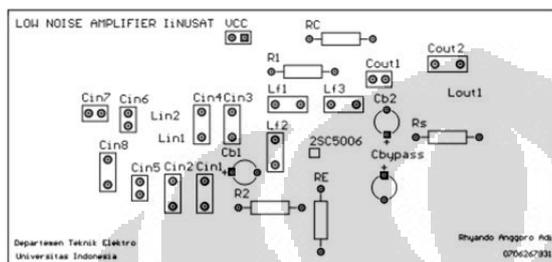
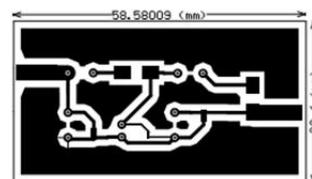
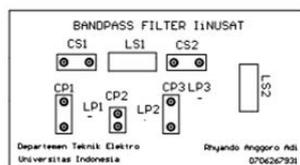
ds=(s11*s22)-(s12*s21);

%untuk rin
z1=10+(1j*50);
z0=50+(0*1j);
r1=(z1-z0)/(z1+z0)
r1_abs=abs(r1)
rin=(s11-(r1*ds)/(1-(s22*r1)))
rin_abs=abs(s11-(r1*ds)/(1-(s22*r1)))
zin=(z0*(rin+1))/(1-rin)

%untuk rout
zs=10+(1j*50)
z0=50+(0*1j);
rs=(zs-z0)/(zs+z0);
rs_abs=abs(rs)
rout=(s22-(rs*ds)/(1-(s11*rs)))
rout_abs=abs(s22-(rs*ds)/(1-(s11*rs)))
zout=(z0*(rout+1))/(1-rout)

```

Lampiran 8. Rancangan Altium BPF dan LNA



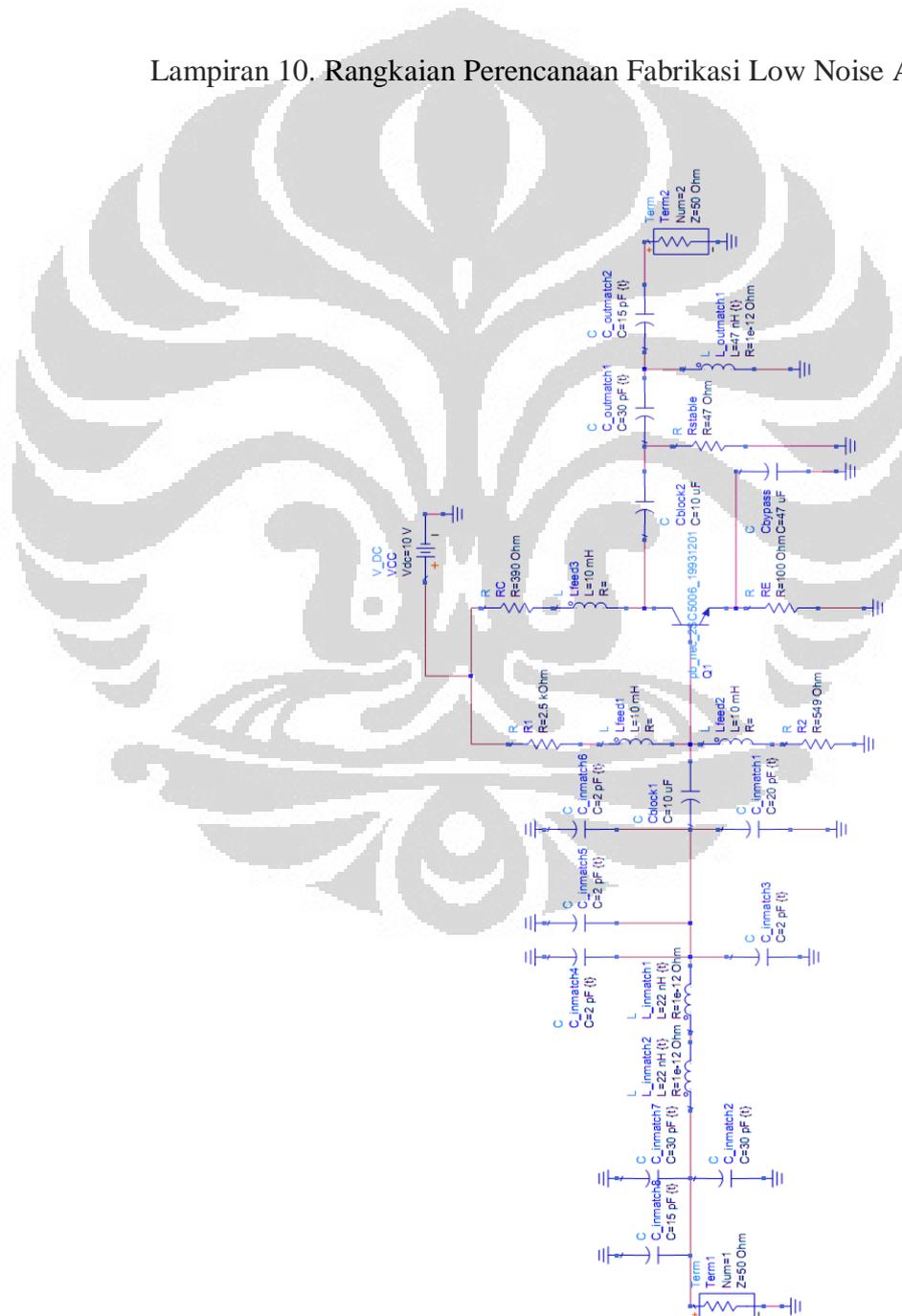
Lampiran 9. Daftar Komponen Low Noise Amplifier dan Bandpass Filter

| LOW NOISE AMPLIFIER | | | | | | | |
|---------------------|----------|----------|-----------|---------|--------------------|---------------------|-----------|
| Jenis | Nilai | Nilai | Kuantitas | Vendor | Type | Line Spacing | Tolerance |
| Kapasitor | 75 pF | 30 pF | 2 | Murata | RPE5C1H300J2P1Z03B | 2.5 mm | ± 5 % |
| | | 15 pF | 1 | Murata | DEA1X3A680JC1B | 5 mm | ± 5 % |
| | 28 pF | 20 pF | 1 | Murata | RPE5C2A200J2P1Z03B | 2.5 mm | ± 5 % |
| | | 2 pF | 4 | Murata | RPE5C1H2R0C2K1B03B | 5 mm | ± 12.5 pF |
| | 30 pF | 30 pF | 1 | Murata | RPE5C1H300J2P1Z03B | 2.5 mm | ± 5 % |
| | 15 pF | 15 pF | 1 | Murata | DEA1X3A680JC1B | 5 mm | ± 5 % |
| | 10 uF | 10u F | 4 | | | 5 mm | ± 5 % |
| | 47 uF | 47 uF | 2 | Samxon | | 5 mm | ± 5 % |
| Induktor | 44 nH | 22 nH | 1 | Murata | LQW18AN22NJ00D | 0.6 (0.5 x 1) mm | ± 30 % |
| | 47 nH | 47 nH | 1 | Murata | LQW15AN47NJ00D | 0.5 (0.4 x 0.65) mm | ± 30 % |
| Resistor | 2500 ohm | 2500 ohm | 1 | Ohmite | WHB2K5FET | 10 mm | ± 1 % |
| | 550 ohm | 549 ohm | 1 | Vishay | CMF55549R00FHEB | 10 mm | ± 1 % |
| | 400 ohm | 390 ohm | 4 | | | 10 mm | ± 5 % |
| | 100 ohm | 100 ohm | 4 | | | 10 mm | ± 5 % |
| | 30 ohm | 30 ohm | 4 | | | 10 mm | ± 5 % |
| | 50 ohm | 47 ohm | 4 | | | 10 mm | ± 5 % |
| Transistor | 2SC5006 | 2SC5006 | 2 | RENESAS | | 0.8 & 0.8 mm | |
| Induktor RF Choke | 10 mH | 10 mH | 3 | Miller | RL622-103K-RC | 5 mm | ± 10 % |

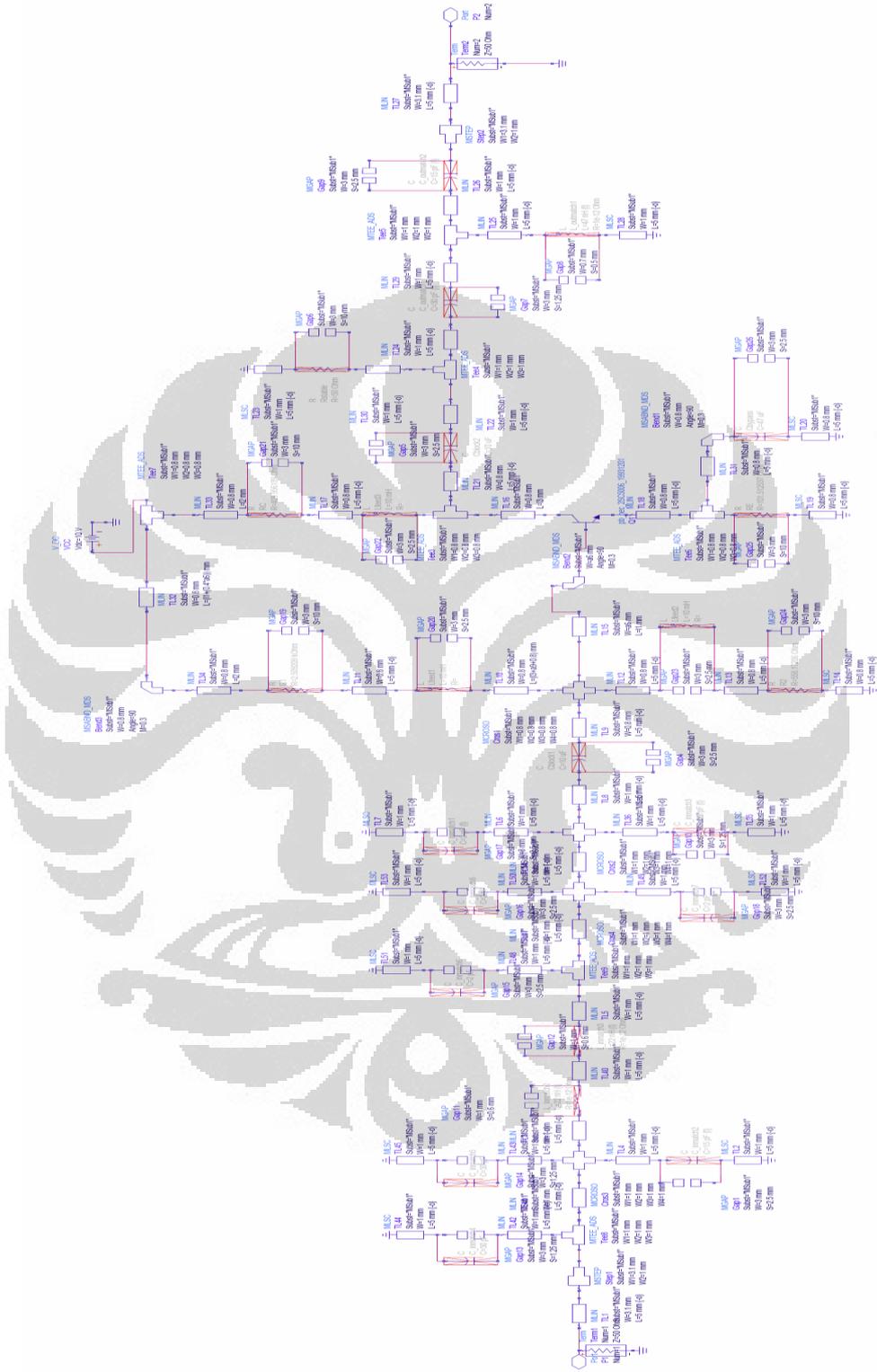
(Lanjutan)

| BANDPASS FILTER | | | | | | | |
|-----------------|--------|--------|-----------|--------|---------------------|---------------------|-----------|
| Jenis | Nilai | Nilai | Kuantitas | Vendor | Type | Line Spacing | Tolerance |
| Kapasitor | 100 pF | 100 pF | 1 | Murata | DEBB33D101KC1B | 5 mm | ± 10 % |
| | 2 pF | 2 pF | 1 | Murata | RPES1C1H2ROC2K1B03B | 5 mm | ± 12.5 % |
| | 300 pF | 300 pF | 1 | Murata | RPES2CA301J2P1Z03B | 2.5 mm | ± 5 % |
| Induktor | 12 nH | 12 nH | 1 | Murata | LL1608-F12NK | 0.8 (0.5 x 1) mm | ± 10 % |
| | 600 nH | 600 nH | 1 | Murata | 36601C | 2.6 (3 x 2.5) mm | ± 25 % |
| | 4 nH | 4 nH | 1 | Murata | MLG0603Q4N0S | 0.3 (0.25 x 0.3) mm | ± 7.5 % |

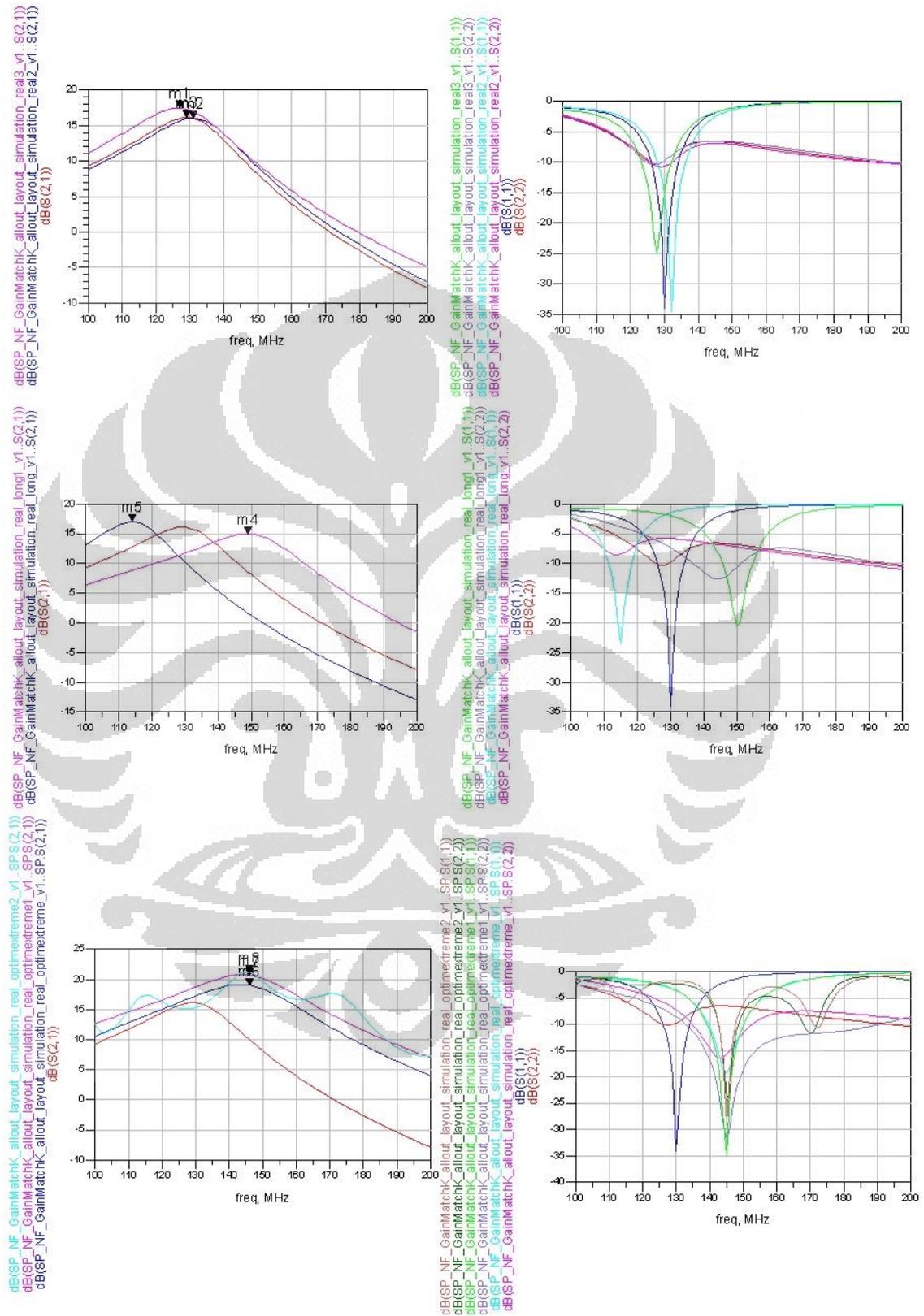
Lampiran 10. Rangkaian Perencanaan Fabrikasi Low Noise Amplifier



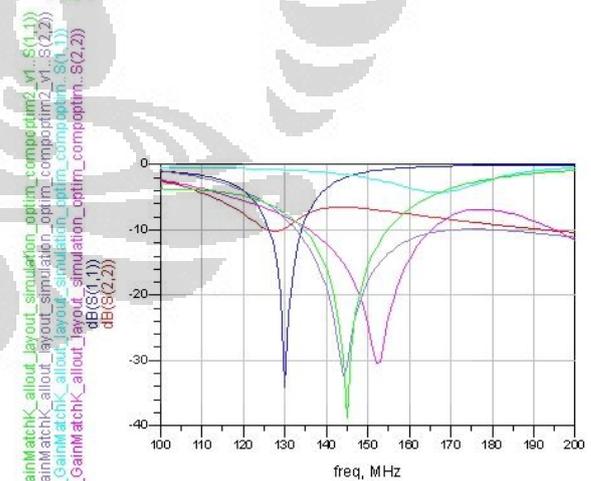
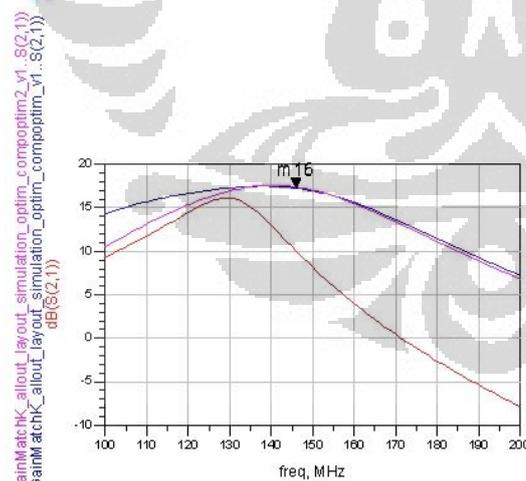
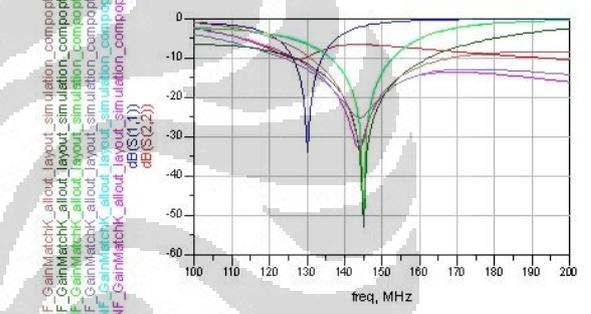
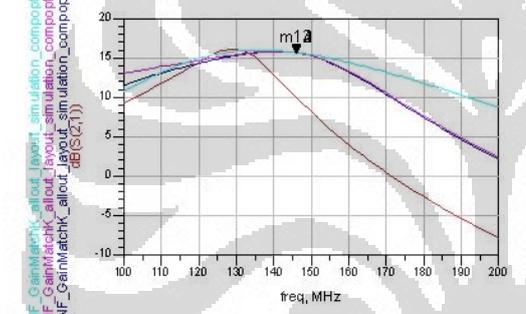
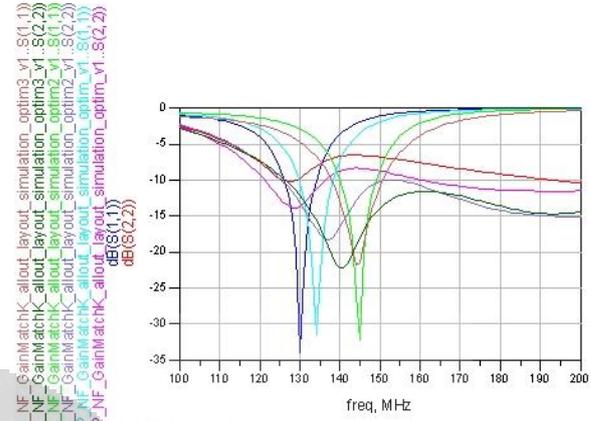
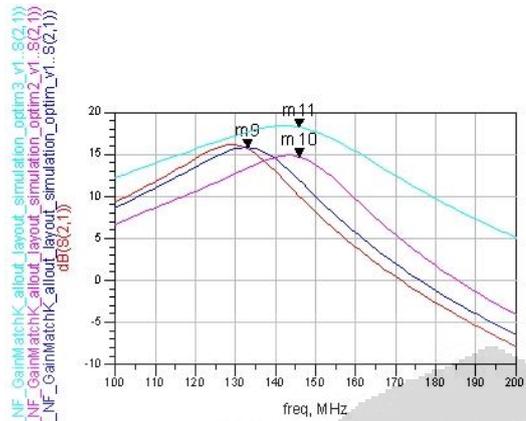
Lampiran 11. Rangkaian Simulasi Pengaruh Saluran Transmisi LNA



Lampiran 12. Hasil Optimasi Saluran Transmisi LNA



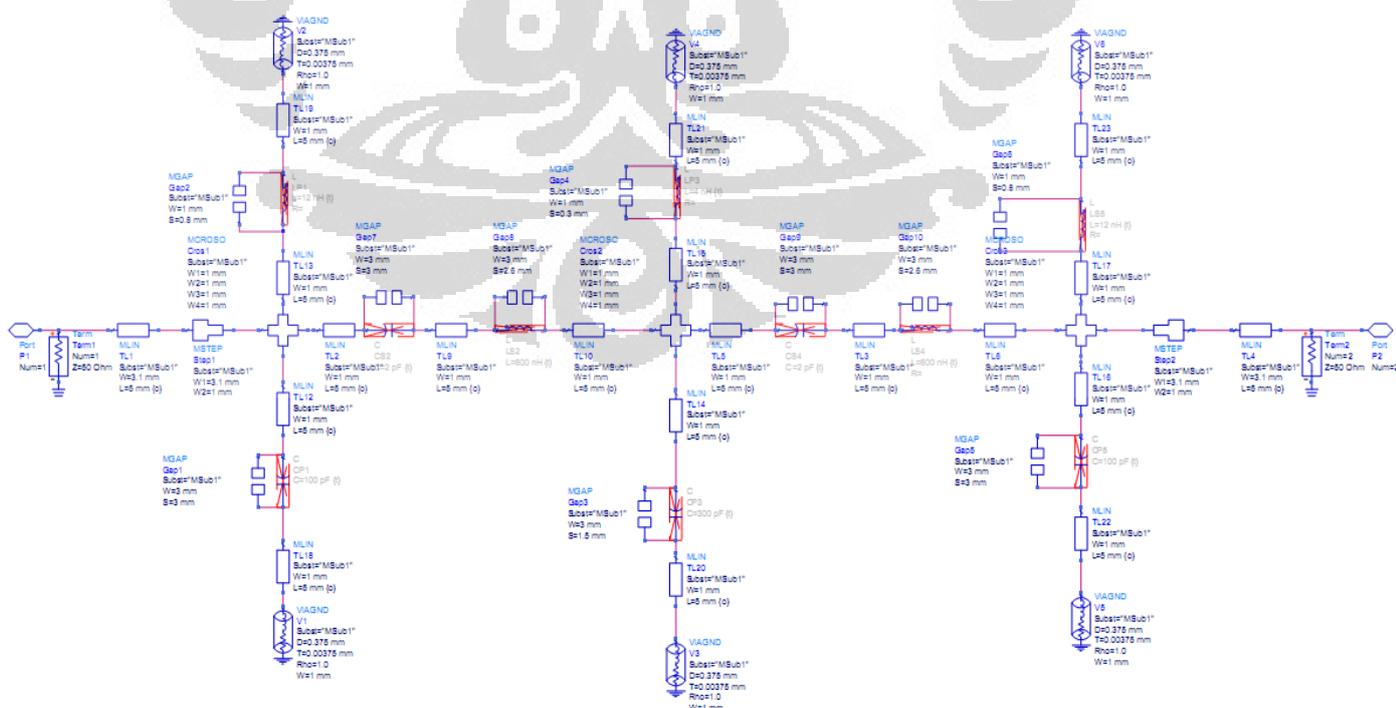
(Lanjutan)



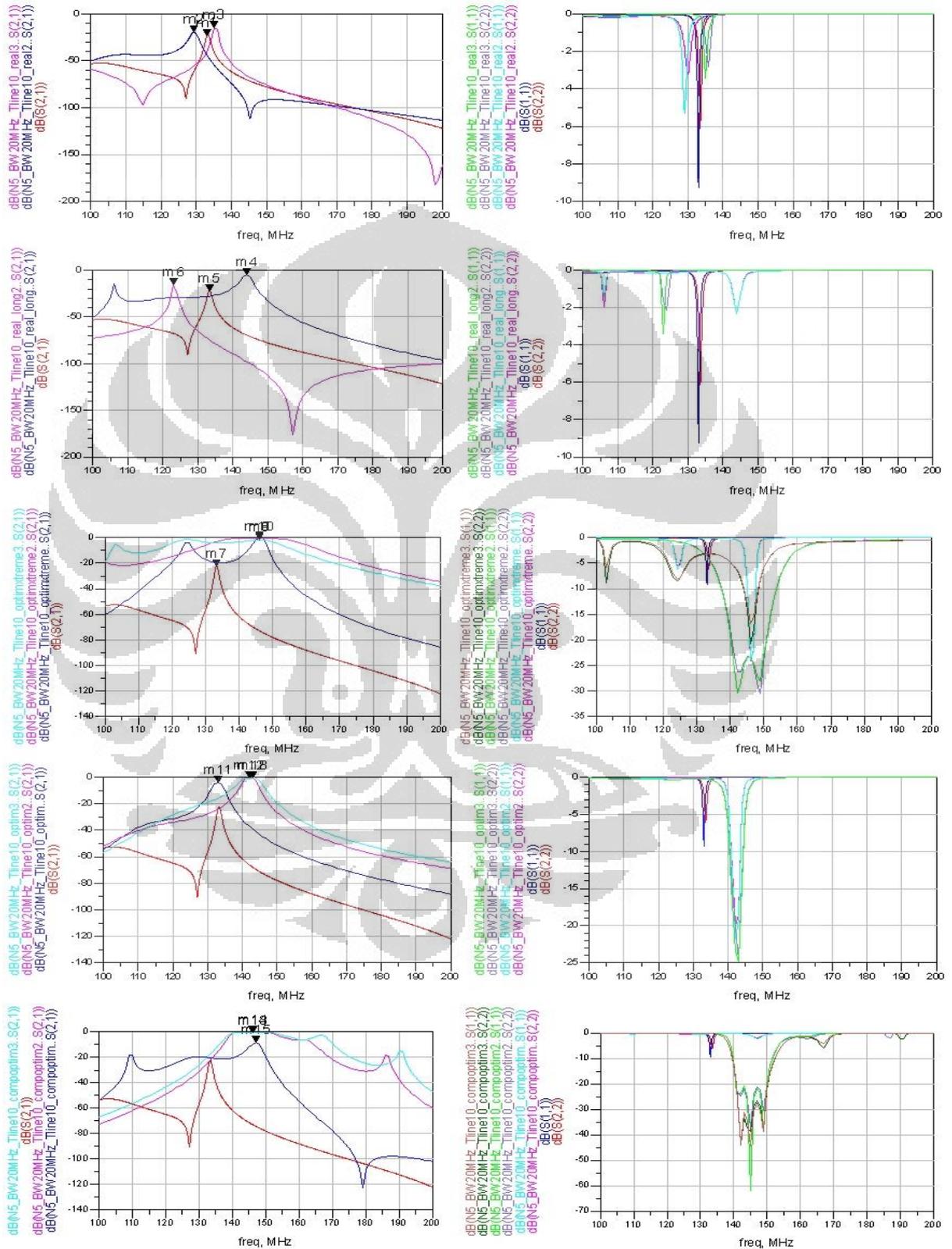
Lampiran 13. Tabel Optimalisasi Low Noise Amplifier

| LOW NOISE AMPLIFIER OPTIMIZATION | | | | | | |
|----------------------------------|------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|----------------|---|
| No. | JENIS | W | L | TL | LUMPED | COMMENT |
| 1 | real | 1 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | - | Hasil : 16.130 pada 129 MHz (m3) |
| 2 | real2 | 2 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | - | Hasil : 16.014 pada 131 MHz (m2) |
| 3 | real3 | 0.5 mm(-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | - | hasil : 17.486 pada 127 MHz (m1) |
| 4 | real_long | 1mm (-o) | 10mm (-o) | 3.1 (-o) | - | hasil : 17.005 pada 114 MHz (m5) |
| 5 | real_long1 | 1mm (-o) | 1mm (-o) | 3.1 (-o) | - | hasil : 15.009 pada 149 MHz (m4) |
| 6 | optimextreme | (o {1 mm - 4 mm}) | (o {0.1 mm - 1 mm}) | (o) | - | hasil : 19.024 pada 146 MHz (m5) |
| 7 | optimextreme1 | (o {0.1 mm - 6 mm}) | (o {0.1 mm - 180 mm}) | (o) | - | hasil : 20.717 pada 146 MHz (m6) |
| 8 | optimextreme2 | (o {1 mm - 3.1 mm}) | (o {5 mm - 180 mm}) | (o) | - | hasil : 21.145 pada 146 MHz (Ripple) (m7) |
| 9 | optim | (o {1 mm - 3.1 mm}) | (o {5 mm - 20 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | - | hasil : 15.8 pada 133 MHz (m8) |
| 10 | optim2 | (o {0.8 mm - 3.1 mm}) | (o {1 mm - 25 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | - | hasil : 14.707 pada 146 MHz (m9) |
| 11 | optim3 | (o {0.5 mm - 4 mm}) | (o {1 mm - 150 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | - | hasil : 18.236 pada 146 MHz (m10) |
| 12 | compoptim | 1 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | ± 50 % | hasil : 15.69 pada 146 MHz (m11) |
| 13 | compoptim2 | 1 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | ± 100 % | hasil : 15.682 pada 146 MHz (m12) |
| 14 | compoptim3 | 1 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | 1 - 1000 pF/nH | hasil : 15.688 pada 146 MHz (m13) |
| 15 | optim_compoptim | (o {1 mm - 3.1 mm}) | (o {5 mm - 20 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | ± 50 % | hasil : 17.25 pada 146 MHz (m14) |
| 16 | optim_compoptim2 | (o {0.8 mm - 3.1 mm}) | (o {1 mm - 25 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | ± 50 % | hasil : 17.394 pada 146 MHz (m15) |

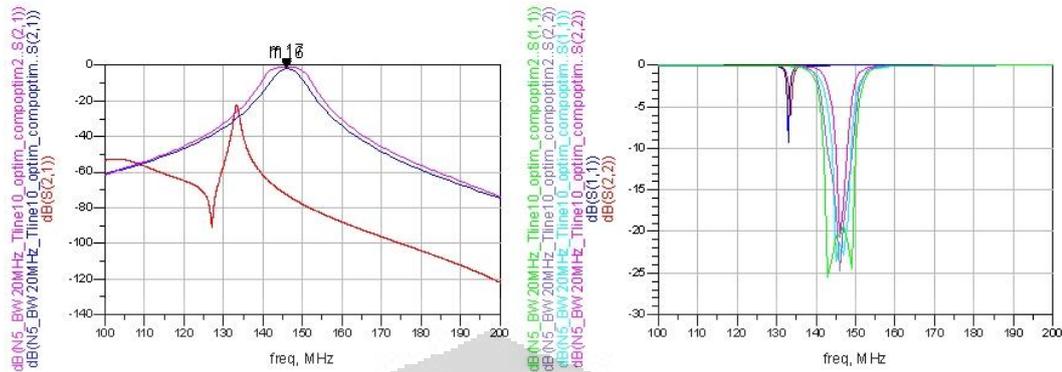
Lampiran 14. Rangkaian Simulasi Pengaruh Saluran Transmisi BPF



Lampiran 15. Hasil Optimasi Saluran Transmisi BPF



(Lanjutan)



Lampiran 16. Tabel Optimalisasi Bandpass Filter

| BANDPASS FILTER OPTIMIZATION | | | | | | |
|------------------------------|------------------|-----------------------|----------------------|--------------------|----------------|--|
| No. | Nama | W | L | TL | LUMPED | COMMENT |
| 1 | real | 1 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | - | Hasil : -23.477 pada 133 MHz (m1) |
| 2 | real2 | 2 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | - | Hasil : -20.057 pada 129 MHz (m2) |
| 3 | real3 | 0.5 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | - | hasil : -14.953 pada 135 MHz (m3) |
| 4 | real_long | 1mm (-o) | 1 mm (-o) | 3.1 (-o) | - | hasil : -5.281 pada 144 MHz (m4) |
| 5 | real_long2 | 1mm (-o) | 10mm (-o) | 3.1 (-o) | - | hasil : -15.917 pada 123 MHz (m6) |
| 6 | optimextreme | (o {0.1 mm - 1 mm}) | (o {0.1 mm - 1 mm}) | (o) | - | hasil : -0.451 pada 146 MHz (terbentuk dual band) (m8) |
| 7 | optimextreme2 | (o {0.1 mm - 6 mm}) | (o {0.1 mm - 80 mm}) | (o) | - | hasil : -0.576 pada 146 MHz (broadband & low Q) (m10) |
| 8 | optimextreme3 | (o {1 mm - 3.1 mm}) | (o {5 mm - 100 mm}) | (o) | - | hasil : -1.682 pada 146 MHz (seperti LPF) (m9) |
| 9 | optim | (o {1 mm - 3.1 mm}) | (o {5 mm - 20 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | - | hasil : -4.127 pada 133 MHz (m11) |
| 10 | optim2 | (o {0.8 mm - 3.1 mm}) | (o {1 mm - 25 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | - | hasil : -0.331 pada 142 MHz (m12) |
| 11 | optim3 | (o {0.6 mm - 4 mm}) | (o {1 mm - 100 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | - | hasil : -0.313 pada 143 MHz (m18) |
| 12 | compoptim | 1 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | ± 50 % | hasil : -8.079 pada 146 MHz (dual band) (m15) |
| 13 | compoptim2 | 1 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | ± 100 % | hasil : -0.389 pada 146 MHz (seperti HPF) (m13) |
| 14 | compoptim3 | 1 mm (-o) | 5 mm (-o) | 3.1 (-o) | 1 - 1000 pF/nH | hasil : -0.289 pada 146 MHz (seperti HPF) (m14) |
| 15 | optim_compoptim | (o {1 mm - 3.1 mm}) | (o {5 mm - 20 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | ± 50 % | hasil : -2.128 pada 146 MHz (m16) |
| 16 | optim_compoptim2 | (o {0.8 mm - 3.1 mm}) | (o {1 mm - 25 mm}) | W : 3.1 (-o); L(o) | ± 50 % | hasil : -1.022 pada 146 MHz (m17) |

Lampiran 17. Representasi dan Diskontinuitas Saluran Transmisi

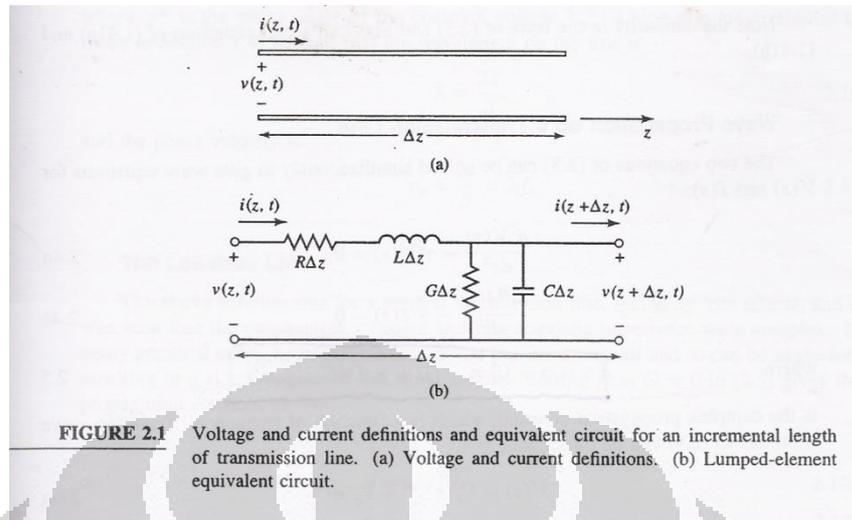


FIGURE 2.1 Voltage and current definitions and equivalent circuit for an incremental length of transmission line. (a) Voltage and current definitions. (b) Lumped-element equivalent circuit.

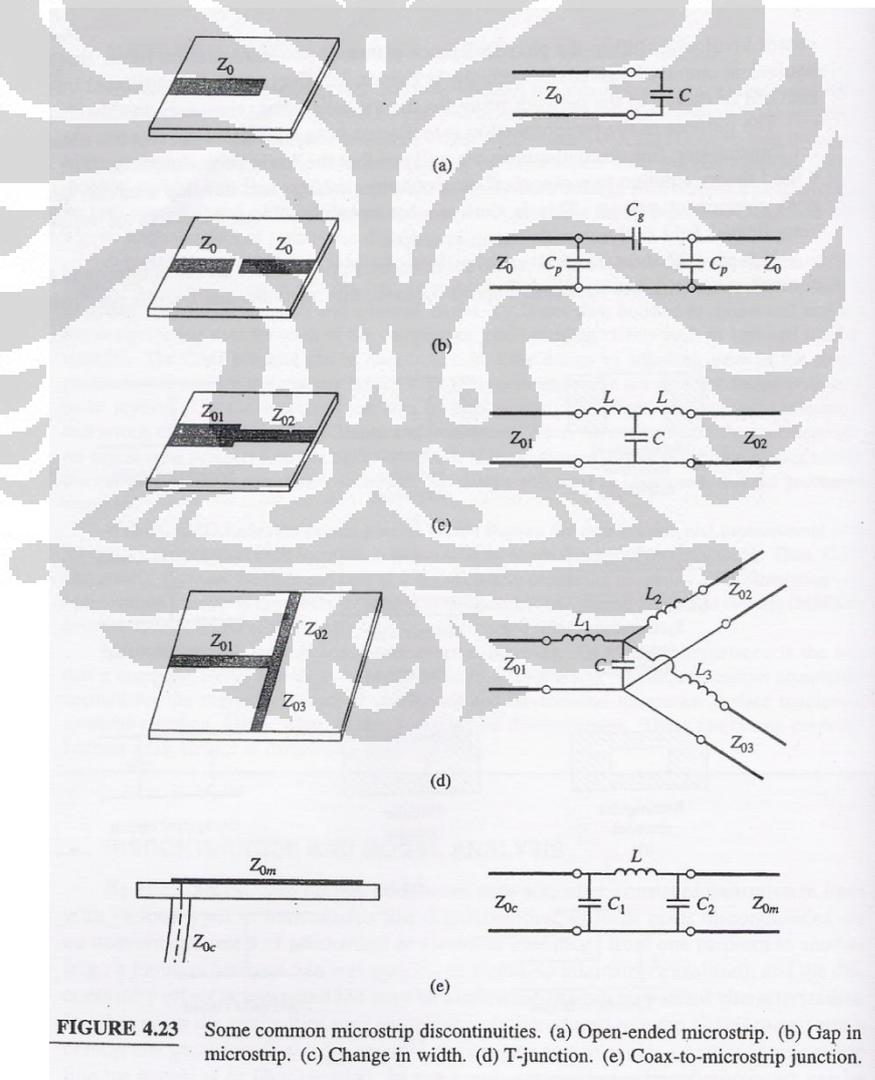
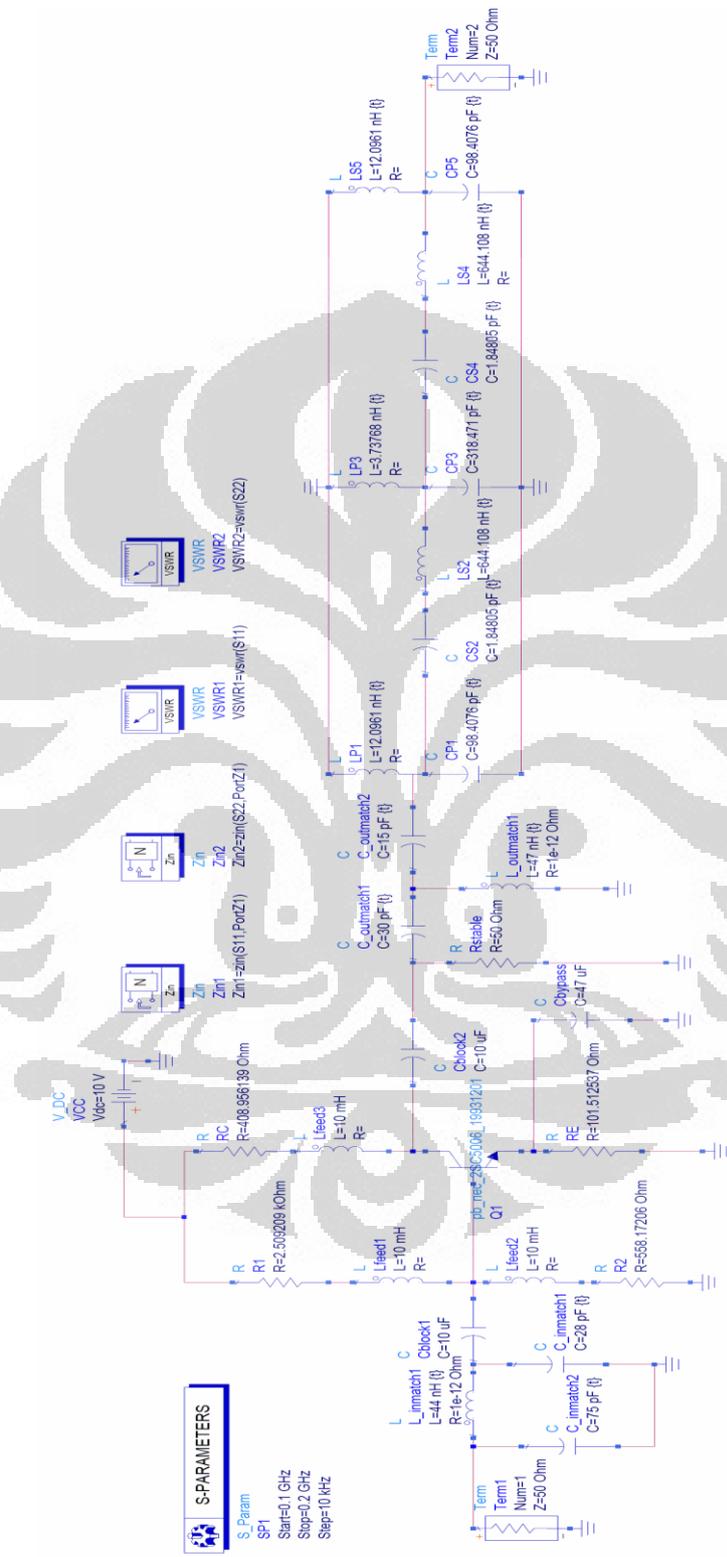
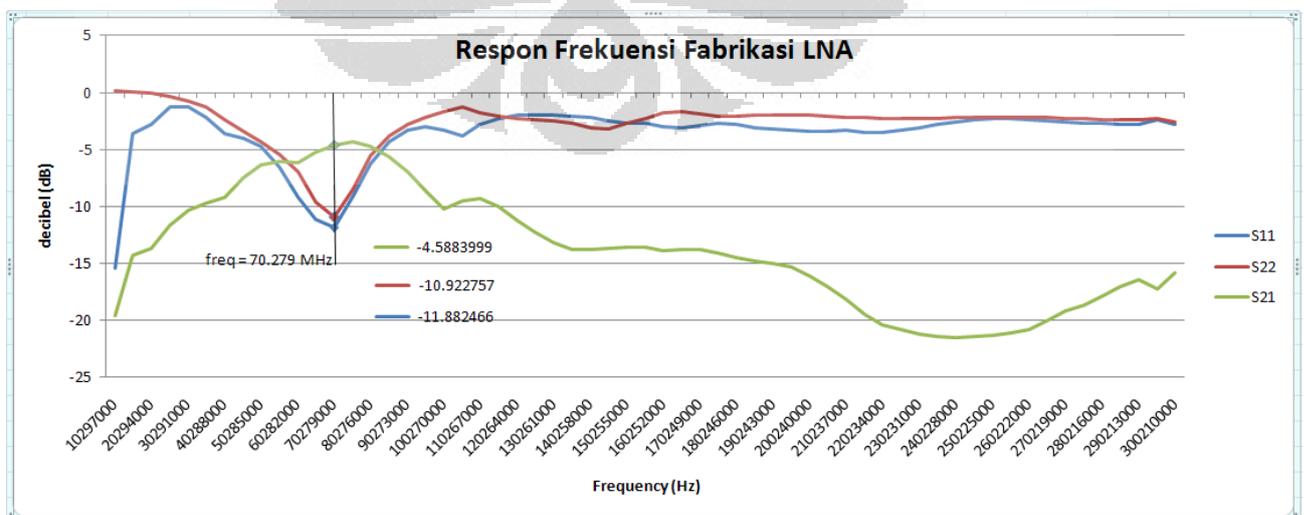
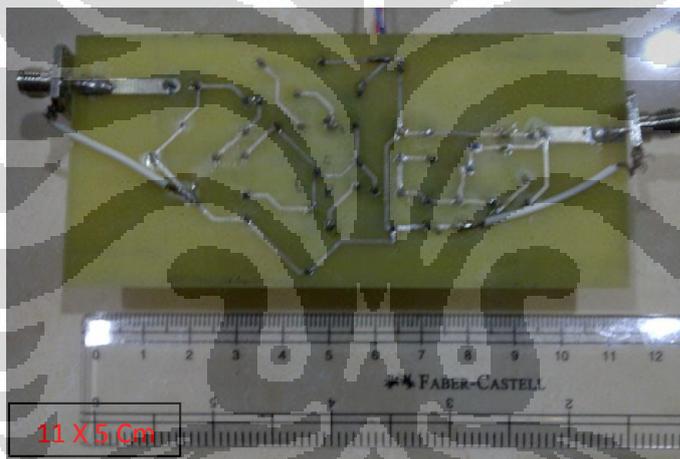


FIGURE 4.23 Some common microstrip discontinuities. (a) Open-ended microstrip. (b) Gap in microstrip. (c) Change in width. (d) T-junction. (e) Coax-to-microstrip junction.

Lampiran 18. Rangkaian Gabungan LNA dan BPF



Lampiran 19. Hasil Fabrikasi dan Respon Frekuensi LNA Serta BPF



(Lanjutan)

