



UNIVERSITAS INDONESIA

**PERANCANGAN LNA DAN AGC SERTA
IMPLEMENTASINYA PADA RANGKAIAN RF PENERIMA
CPE M-WiMAX PADA 2,3GHz**

TESIS

Diajukan sebagai salah satu syarat memperoleh gelar magister teknik

**IRWAN FAUZI
0806424466**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
TEKNIK TELEKOMUNIKASI
UNIVERSITAS INDONESIA
DEPOK
2010**

UNIVERSITAS INDONESIA



HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Irwan Fauzi

NPM : 0809424466

Tanda Tangan

Tanggal : 04 Juni 2010



HALAMAN PENGESAHAN

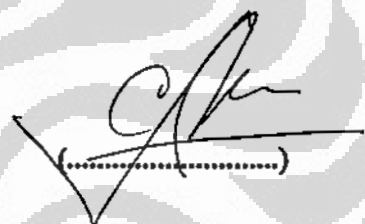
Tesis ini diajukan oleh :

Nama : Irwan Fauzi
NPM : 0806424466
Program Studi : Teknik Telekomunikasi
Judul Tesis : PERANCANGAN LNA DAN AGC SERTA
IMPLEMENTASINYA PADA RANGKAIAN RF
PENERIMA CPE m-WiMAX PADA 2.3GHz

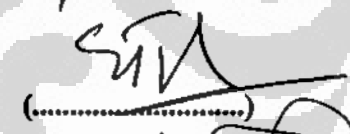
Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Magister Teknik pada Program Studi Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia

DEWAN PENGUJI

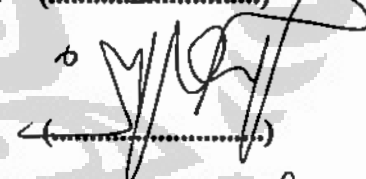
Pembimbing : Ir. Gunawan Wibisono, MSc, Ph.D



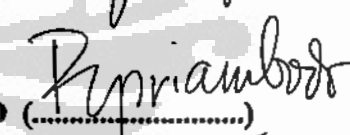
Penguji I : Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo M.Sc



Penguji II : Dr. Ir. Agus Tamsir Santoso, MT



Penguji III : Ir. Purnomo Sidi Priambodo, M.Sc, Ph.D



Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 04 Juni 2010

UNIVERSITAS INDONESIA

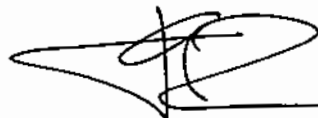
KATA PENGANTAR

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

- (1) Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D selaku pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan tesis ini;
- (2) Kedua orang tua yang telah memberikan bantuan dukungan material dan moral;
- (3) Kedua adik yang menjadikan penyemangat selama menjalani studi hingga menyelesaikan penyusunan tesis;
- (4) Keluarga besar yang telah memberikan dukungan melalui doa dan semangat;
- (5) Ismi Yatiningsih yang telah memberikan semangat hidup sehingga hidup lebih berarti;
- (6) Teman-teman pascasarjana departemen elektro khususnya angkatan 2008 yang telah memberikan bantuannya;

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

Depok, 04 Juni 2010



Penulis

UNIVERSITAS INDONESIA

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

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

Nama : **Irwan Fauzi**
NPM : **0806424466**
Program Studi : **Teknik Telekomunikasi**
Departemen : **Teknik Elektro**
Fakultas : **Teknik**
Jenis Karya : **Tesis**

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

PERANCANGAN LNA DAN AGC SERTA IMPLEMENTASINYA PADA RANGKAIAN RF PENERIMA CPE m-WiMAX PADA 2.3GHz,

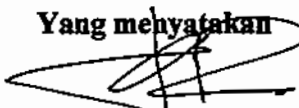
beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmediakan/formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan mempublikasikan tugas akhir saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta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

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Jakarta

Pada tanggal : 04 Juni 2010

Yang menyatakan


(Irwan Fauzi)

UNIVERSITAS INDONESIA

ABSTRAK

Nama : Irwan Fauzi
 Program Studi : Teknik Elektro
 Judul Tesis : PERANCANGAN LNA DAN AGC SERTA
 IMPLEMENTASINYA PADA RANGKAIAN RF
 PENERIMA CPE m-WiMAX PADA 2,3GHz

Rangkaian RF penerima tersusun atas beberapa tingkat-tingkat proses, yaitu LNA, filter *bandpass*, *mixer*, AGC, dan PLL. Dalam penelitian ini dirancang rangkaian *low noise amplifier* (LNA) dan *automatic gain control* (AGC). Perancangan LNA dan AGC untuk m-WiMAX dilakukan dengan *Advance Design System* (ADS) 2009 *update 1*. LNA yang dirancang menggunakan *current-reused* karena memberikan keuntungan antara lain konsumsi daya rendah, isolasi dan *noise figure* yang baik. Sedangkan untuk AGC dengan menggunakan *gilbert cell* karena dapat menjaga *bandwidth loop* AGC lebih stabil dibandingkan dengan tipe linear. Pada LNA yang dirancang diperoleh *gain* diperoleh sebesar 20,136dB, NF diperoleh sebesar 0,259dB, VSWR diperoleh sebesar 1,048, Stabilitas sebesar 1,21. Untuk IP3 yang terdiri atas berbagai bentuk diperoleh *upper IIP3* diperoleh sebesar 5,469dBm, *upper OIP3* diperoleh sebesar 22,819dBm, *lower IIP3* diperoleh sebesar 4,613dBm, dan *lower OIP3* diperoleh sebesar 21,963dBm. Selanjutnya, Sensitivitas daya diperoleh -115,201dBm dengan daya output LNA -97,851dBm. Parameter pada AGC diperoleh *Gain* maksimum diperoleh sebesar 103,940dB, VSWR diperoleh sebesar 1,117. Evaluasi output AGC yang terjadi mengalami kenaikan dalam *gain* pada titik puncak hingga 26.693dBm pada 10ns sebelum menurun menjadi daya output sebesar 5.217dBm pada kestabilan daya output setelah 40ns dan selanjutnya dihasilkan daya output dalam keadaan linear dan stabil. Evaluasi tegangan kendali dari AGC dimana terjadi kenaikan tegangan hingga diperoleh tegangan sebesar 2.583e-9volt pada 40ns dan selanjutnya akan dihasilkan dalam tegangan kendali yang linear dan stabil. Evaluasi tegangan acuan yang digunakan untuk menghasilkan daya output sebesar 5,217 dBm adalah 0,577 Volt.

Kata kunci:

Mobile WiMAX, standar IEEE 802.16e-2005, *Low Noise Amplifier* (LNA), Filter *Bandpass*, *Mixer*, *Automatic Gain Control* (AGC).

UNIVERSITAS INDONESIA

ABSTRACT

Name : Irwan Fauzi
Departement : Electrical Engineering
Title : LNA AND AGC DESIGN AND IMPLEMENTATION
OF RECEIVER RF CIRCUITS CPE M- WiMAX
2,3GHZ

RF receiver circuit is composed of several levels of the process, ie LNA, bandpass filter, mixer, AGC, and PLL. In this research designed a series of low noise amplifier (LNA) and automatic gain control (AGC). Design of LNA and AGC for the m-WiMAX done by Advance Design System (ADS) 2009 Update 1. LNA designed using a current-reused because they offer advantages such as low power consumption, isolation and a good noise figure. While for AGC using Gilbert cell because it can maintain more stable AGC loop bandwidth compared with the linear type. In the LNA gain is found it is obtained at 20.136 dB, NF is obtained at 0.259 dB, VSWR is obtained at 1.048, Stability of 1.21. For IP3 which consists of various forms of acquired upper dBm IIP3 obtained at 5.469, upper dBm OIP3 is obtained at 22.819, the lower was obtained at 4.613 dBm IIP3, and lower at 21.963 dBm OIP3 obtained. Furthermore, the power sensitivity obtained -115.201 dBm -97.851 dBm output power LNA. AGC parameters obtained at the maximum gain obtained is 103.940 dB, VSWR obtained is 1.117. Evaluation of the AGC output occurs an increase in gain on cusp until 26.693dBm at 10ns before declining to the power output of 5.217dBm on the stability of output power after 40ns and subsequently resulted in a state of linear output power and stable. Evaluation of the AGC control voltage where the voltage increases until the voltage obtained by 2.583e-9volt at 40ns and thereafter will be generated in the control voltage is linear and stable. Evaluation of the reference voltage used to generate the output power of 5.217 dBm is 0.577 Volt.

Keywords:

Mobile WiMAX, IEEE 802.16e-2005, Low Noise Amplifier (LNA), bandpass filters, Mixer, Automatic Gain Control (AGC).

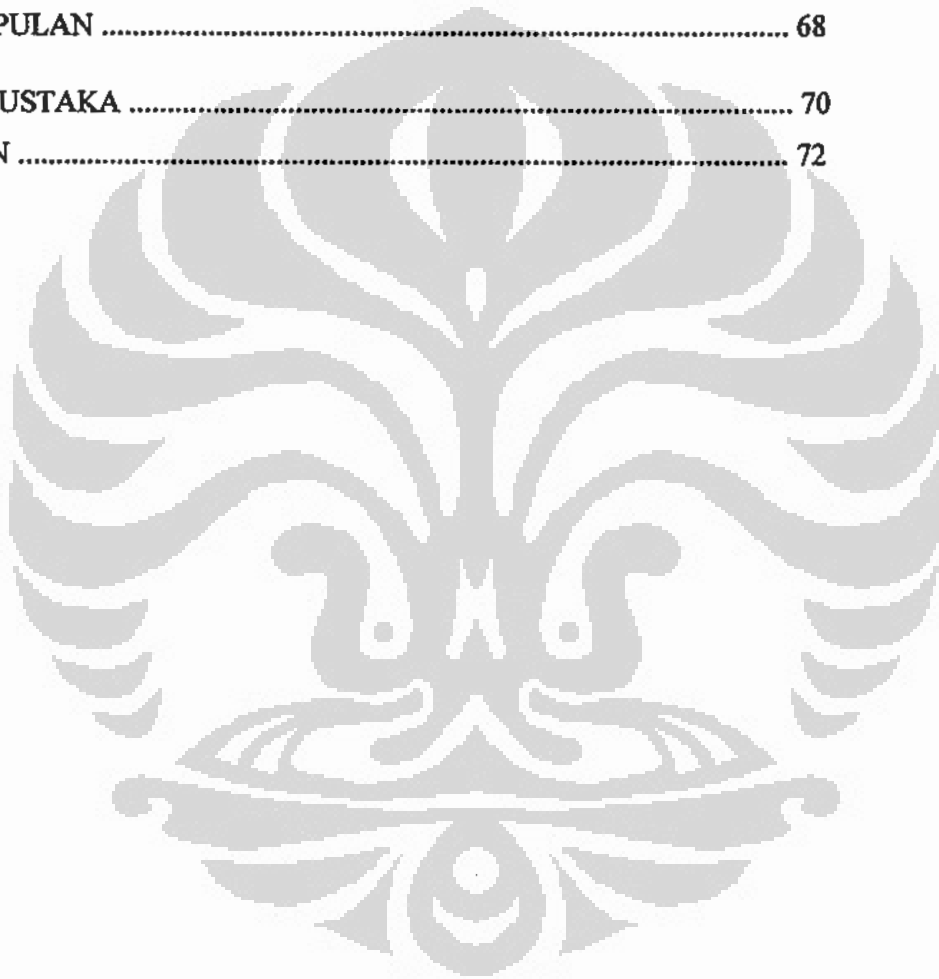
UNIVERSITAS INDONESIA

DAFTAR ISI

	Halaman
HALAMAN JUDUL	i
KATA PENGANTAR	v
ABSTRAK	vii
DAFTAR ISI	ix
DAFTAR GAMBAR	xi
DAFTAR TABEL	xiv
1. PENDAHULUAN	1
1.1. LATAR BELAKANG	1
1.2. TUJUAN	4
1.3. BATASAN MASALAH	4
1.4. PERUMUSAN MASALAH	4
1.5. SISTEMATIKA PENULISAN	4
2. RANGKAIAN RF	6
2.1. STANDARISASI <i>MOBILE</i> WiMAX	6
2.2. ARSITEKTUR RANGKAIAN RF	8
2.3. LNA	9
2.3.1. SPESIFIKASI LNA	9
2.3.2. NOISE	17
2.3.3. <i>THIRD-ORDER INTERCEPT POINT (IP3)</i>	18
2.3.4. PERANCANGAN RANGKAIAN LNA	19
2.4. AGC	22
2.4.1. SPESIFIKASI AGC	22
2.4.2. RANGKAIAN PENGUAT DIFFERENSIAL	24
2.4.3. RANGKAIAN INTEGRATOR	26
2.4.4. PERANCANGAN RANGKAIAN AGC	27
3. PERANCANGAN LNA DAN AGC	31
3.1. SISTEM RF PENERIMA m-WiMAX	31
3.2. TAHAPAN PERANCANGAN RF PENERIMA m-WiMAX	33

UNIVERSITAS INDONESIA

3.3. TRANSISTOR HJ-FET	34
3.4. PERANCANGAN RANGKAIAN LNA	35
3.5. PERANCANGAN RANGKAIAN AGC	41
4. ANALISA SISTEM	49
4.1. ANALISA RANGKAIAN RF	49
4.2. ANALISA RANGKAIAN LNA	49
4.3. ANALISA RANGKAIAN AGC	57
4.4. ANALISA RANGKAIAN PENERIMA RF <i>MOBILE</i> WiMAX	62
5. KESIMPULAN	68
DAFTAR PUSTAKA	70
LAMPIRAN	72



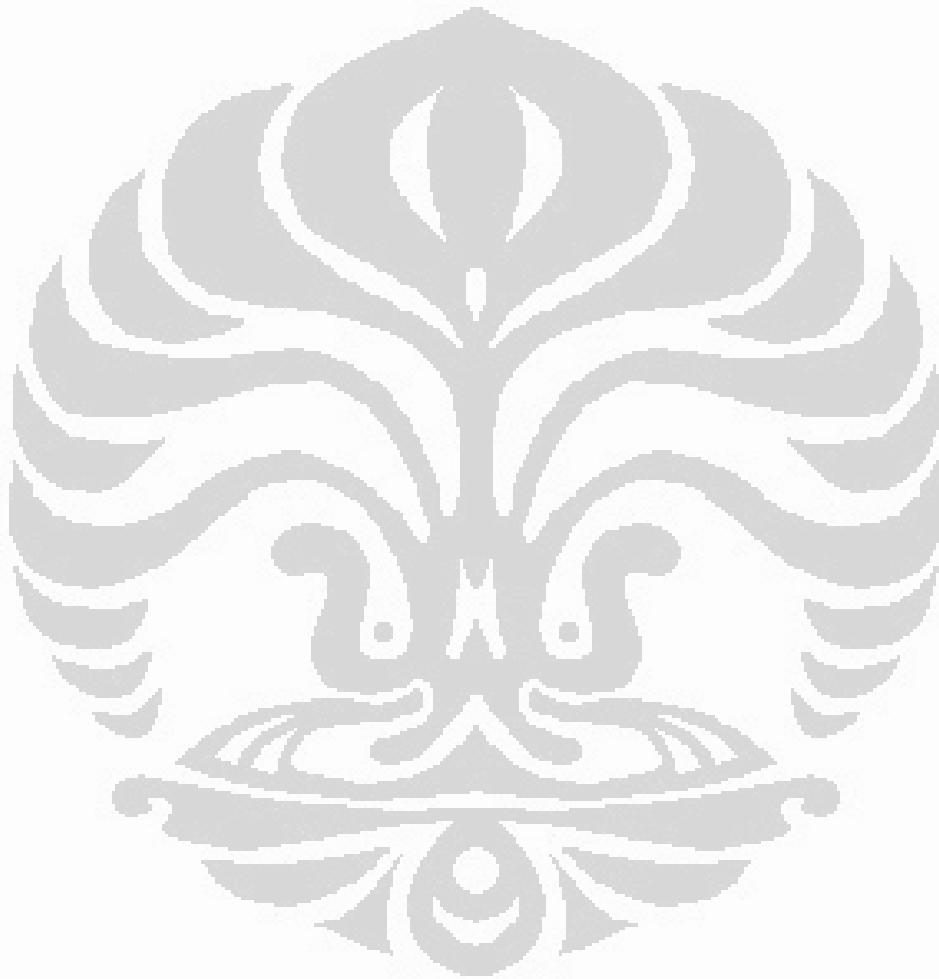
UNIVERSITAS INDONESIA

DAFTAR GAMBAR

	Halaman
Gambar 2. 1 Diagram blok rangkaian RF penerima	8
Gambar 2. 2 <i>S-parameter</i> digunakan pada suatu jaringan dua- <i>port</i>	10
Gambar 2. 3 Blok diagram umum 2- <i>port</i> terhubung ke sumber dan beban yang berubah-ubah	12
Gambar 2. 4 LNA dan tingkat transformer input atau output pada pemahaman seluruh perilaku analog	14
Gambar 2. 4 Output daya penguat terhadap karakteristik input daya	18
Gambar 2. 6 Konfigurasi dasar dari <i>cascaded input transistor</i>	20
Gambar 2. 7 Arsitektur AGC	23
Gambar 2. 8 Karakteristik AGC terhadap <i>gain</i>	23
Gambar 2. 9 Fungsi alih sistem AGC	24
Gambar 2. 10 Rangkaian penguat differensial	24
Gambar 2. 11 Penguat diferensial dengan resistansi source	25
Gambar 2. 12 Rangkaian cermin arus	26
Gambar 2. 5 Rangkaian Integrator	27
Gambar 2. 6 Rangkaian AGC	28
Gambar 2. 7 Diagram blok AGC	28
Gambar 2. 8 Rangkaian skematik VGA dengan menggunakan <i>Gilbert cell</i>	30
Gambar 3. 1 Rancangan RF Penerima MIMO 2x2 m-WiMAX	31
Gambar 3. 2 Tahapan desain RF <i>Mobile WiMAX</i> dengan menggunakan ADS	33
Gambar 3. 2 Model nonlinear NEC NE3210S01	34
Gambar 3. 3 Blok diagram perancangan LNA dengan metode <i>current-reused</i> ..	35
Gambar 3. 6 Pengukuran dengan menggunakan <i>smith-chart</i> . (a) Untuk impedansi input Z_{in} LNA. (b) Untuk impedansi output Z_{out} LNA	38
Gambar 3. 7 Rangkaian impedansi (a) input dan (b) output	39
Gambar 3. 8 Rangkaian LNA dengan metode <i>current-reused</i>	40

Gambar 3. 4 Rangkaian <i>Gilbert Cell</i>	42
Gambar 3. 5 Dasar penguat differensial berpasangan pada FET	43
Gambar 3. 6 Dasar input untuk sinyal RF	43
Gambar 3. 7 Rangkaian dasar DC bias aktif	44
Gambar 3. 8 Pengukuran dengan menggunakan <i>smith-chart</i> untuk (a) impedansi input Z_{in} AGC dan (b) impedansi output Z_{out} AGC.	45
Gambar 3. 13 Rangkaian impedance input matching untuk AGC, (b) Rangkaian impedance output matching untuk AGC	45
Gambar 3. 9 Rangkaian detektor AGC	46
Gambar 3. 10 Rangkaian integrator	47
Gambar 3. 16 Rangkaian VGA dengan <i>Gilbert Cell</i>	48
Gambar 4. 1 Pemilihan frekuensi kerja dan daya input	49
Gambar 4. 2 Hasil pengujian $S(1,1)$, $S(1,2)$, $S(2,1)$, dan $S(2,2)$	49
Gambar 4. 3 Hasil pengukuran s-parameter LNA pada [a] $S(1,1)$, [b] $S(1,2)$, [c] $S(2,1)$, dan [d] $S(2,2)$	50
Gambar 4. 4 Impedansi [a] Input LNA dan [b] Output (LNA)	51
Gambar 4. 5 Hasil pengujian PG, MAG, MSG, dan UTG	51
Gambar 4. 6 Hasil pengujian pada [a] PG, [b] MAG, [c] MSG dan [d] UTG ...	52
Gambar 4. 7 Hasil pengukuran ML	53
Gambar 4. 8 Karakteristik dari pengujian ML	53
Gambar 4. 9 Hasil pengukuran pengukuran pada IIP3 dan OIP3	53
Gambar 4. 10 Spektrum daya output yang digunakan untuk menghitung IP3 ..	54
Gambar 4. 11 Hasil pengukuran NF, stabilitas, dan VSWR	45
Gambar 4. 12 Karakteristik NF LNA	55
Gambar 4. 13 Karakteristik VSWR LNA	55
Gambar 4. 14 Karakteristik faktor stabilitas LNA	56
Gambar 4. 15 Hasil pengujian daya sensitivitas dan daya output dari LNA	56
Gambar 4. 16 Karakteristik dari daya sensitivitas dengan daya output dari LNA	57
Gambar 4. 17 Hasil pengujian AGC terhadap S-parameter, maksimum gain, dan VSWR	57
Gambar 4. 18 Karakteristik S-Parameter dari rangkaian AGC	58

Gambar 4. 19	Karakteristik gain maksimum dari rangkaian AGC	58
Gambar 4. 20	Karakteristik VSWR	59
Gambar 4. 21	Karakteristik dari daya input	59
Gambar 4. 22	Hasil pengujian output pada AGC	60
Gambar 4. 23	Hasil pengujian tegangan kendali pada AGC	60
Gambar 4. 24	Hasil pengujian tegangan acuan pada AGC	61
Gambar 4. 25	Karakteristik tegangan detektor	61
Gambar 4. 26	Daya Input [a] sebelum dirangkai [b] setelah dirangkai	62



UNIVERSITAS INDONESIA

DAFTAR TABEL

	Halaman
Tabel 2. 1 Perbandingan Standar IEEE 802.16	6
Tabel 2. 2 Profil sertifikasi Mobile WiMAX	7
Tabel 2. 3 Profil Sensitivitas Daya Pada Penerima CPE	7
Tabel 3. 1 Parameter Desain Penerima RF Pada CPE <i>Mobile WiMAX</i>	32
Tabel 3. 2 Karakteristik Transistor NEC NE3210S01	34
Tabel 3. 3 Parameter desain LNA	36
Tabel 3. 4 Impedansi Input Dan Output Pada LNA	37
Tabel 3. 5 Parameter desain AGC	41
Tabel 3. 8 Impedansi Input Dan Output Pada AGC	44
Tabel 4. 1 Hasil Pengujian Daya Output Dari Masing-masing Rangkaian RF ..	64
Tabel 4. 2 Hasil Pengujian Spektrum Daya Rangkaian RF	65
Tabel 4. 3 Hasil pengujian <i>gain</i> dimasing-masing pendukung rangkaian RF	66
Tabel 4. 4 Perbandingan Masing-masing Pendukung Rangkaian RF pada Saat Dirangkai Dan Setelah Dirangkai	67
Tabel 5. 1 Hasil Evaluasi sebelum dan setelah di-integrasi	69

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1. LATAR BELAKANG

Worldwide interoperability for microwave access (WiMAX) merupakan teknologi akses nirkabel untuk mendukung komunikasi pita lebar dalam cakupan *metropolitan area network (MAN)*. WiMAX dikembangkan oleh *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)* dengan berbasis standar IEEE 802.16. Terdapat dua standar IEEE 802.16 yang digunakan, yaitu IEEE 802.16-2004 untuk mendukung *fixed* WiMAX dan IEEE 802.16e-2005 untuk mendukung *Mobile* WiMAX. Dengan adanya dukungan tersebut, WiMAX dapat melayani aplikasi tetap maupun aplikasi yang berpindah-pindah tempat.

Perangkat keras WiMAX terdiri atas *base transceiver station (BTS)* dan *customer premise equipment (CPE)*. Pada BTS dan CPE didukung rangkaian RF yang didalamnya terdiri dari pemancar (Tx) dan penerima (Rx). Perbedaan diantara keduanya terletak pada daya output pancar masing-masing, dimana pada BTS memiliki daya output pancar sebesar +36dBm [1]. Sedangkan CPE dibagi menjadi dua berdasarkan letak-nya, yaitu *indoor* dan *outdoor*. CPE *outdoor* memiliki daya output pancar sebesar +20dBm [1]. Sedangkan CPE *indoor* yang bekerja didalam gedung memiliki kemungkinan lingkungan *multipath* yang buruk dengan meningkatkan rentang daya pancar antara +24dBm hingga +27dBm [1].

Dalam rantai penerima sistem komunikasi, rangkaian RF penerima secara umum tersusun atas *Low Noise Amplifier (LNA)*, *Filter Bandpass (BPF)*, *Mixer*, *Phase Locked Loop (PLL)*, dan *Automatic Gain Control (AGC)*. Perancangan dilakukan pada perangkat CPE karena perangkat tersebut dirancang dengan bentuk yang mudah dibawa berpindah tempat dan membutuhkan konsumsi daya yang kecil. Pada penelitian ini akan dirancang LNA dan AGC. Perancangan dilakukan LNA karena diperlukan suatu penguat yang dapat mendukung perangkat CPE dengan daya yang kecil sedangkan perancangan pada AGC karena diperlukan rangkaian penyangga yang dapat menjaga *gain* tetap seimbang dan linear.

UNIVERSITAS INDONESIA

Dalam pengembangan LNA terdapat beberapa topologi yang telah disajikan pada penelitian sebelumnya, antara lain penguat *common-gate* (CG) [2], penguat terdistribusi, penguat *current-reused* (CR), dan penguat umpan balik *resistive shunt* (RS) [3]. Pada penguat terdistribusi memiliki karakteristik dapat memberikan *matching* yang baik dengan *gain* yang stabil dan datar tetapi memiliki kelemahan cenderung memberikan arus DC yang besar karena strukturnya multistage. Penguat CG memiliki karakteristik pada *input matching* yang baik tetapi memiliki *noise* yang besar serta *gain* yang tidak cukup stabil dan datar. Penguat CR digunakan untuk rangkaian penguat *gain* tinggi dengan pertimbangan daya rendah tetapi lebar pita yang dimiliki tidak cukup diaplikasikan untuk WiMAX. Penguat umpan balik *resistive-shunt* memiliki karakteristik *gain*, stabilitas, *noise figure* (NF), dan *matching* yang datar tetapi umpan balik-nya juga saling tukar-menukar *gain* untuk lebar pita sehingga tidak mudah memberikan harga (*trade-off*) *gain* dan lebar pita secara simultan.

Pada penelitian ini akan dirancang rangkaian LNA untuk CPE dimana membutuhkan konsumsi daya lebih kecil dibandingkan pada CPE. Rangkaian LNA yang telah ada ditujukan untuk mendukung perangkat BTS dengan kebutuhan *gain* yang cukup tinggi [4]. Jika rangkaian LNA ini digunakan pada CPE maka akan mengakibatkan besarnya daya yang dikonsumsi. Selain itu pula, terlalu besar ukuran rangkaian oleh sebab penggunaan komponen yang terlalu banyak.

Rangkaian LNA secara lengkap yang dibentuk dengan *cascade* tiga tingkat. Tingkat pertama digunakan untuk mengubah impedansi sumber menjadi impedansi yang sesuai dengan impedansi input dari LNA. Tingkat kedua sebagai *driver* yang dapat terdiri atas beberapa tingkat dengan menggunakan transistor tunggal seperti pada aplikasi gelombang mikro. Tingkat ketiga merupakan impedansi transformator untuk mencocokkan impedansi output LNA terhadap impedansi beban. Transformator input tidak hanya menyesuaikan impedansi tetapi juga menyesuaikan amplitudo sinyal. Peningkatan amplitudo sinyal pada input penguat mempengaruhi linearitas LNA. Besar sinyal input dipengaruhi oleh karakteristik penguat tegangan arus non-linear. Disini akan dibangun LNA dengan

menyesuaikan kebutuhan yang diperlukan untuk CPE dengan *gain* diatas 16dB dan NF dibawah 1dB.

Pada rangkaian AGC dibentuk berdasarkan atas sinyal dikontrol harus disampel, dideteksi, disaring, dan ditempatkan pada *Variabel Gain Amplifier* (VGA) dengan tujuan mengubah tingkat *gain*. Rangkaian VGA yang terdiri dari penguatan dengan lima tingkat, rangkaian ekstraksi *offset*, dan *output buffer*. Gain dari VGA tersebut merupakan magnitud yang linear dikontrol oleh dengan tegangan kontrol melalui suatu rentang *tuning* yang lebar [5]. Rangkaian AGC terdapat berbagai macam metode, seperti rangkaian penguat dengan lima tingkat [6] dan *Gilbert cell* [7]. Penguat lima tingkat mampu memberikan *gain* tegangan yang cukup untuk memberikan sensitivitas penerima [5]. Rangkaian *cancellation offset* berperan sebagai umpan balik filter *lowpass* negatif yang berguna untuk menghilangkan *offset* tegangan dc yang disebabkan oleh ketidakcocokan perangkat. *Output buffer* bertugas sebagai pengatur beban [5]. Namun rangkaian VGA dengan penguatan lima tingkat menghasilkan *ripple* pada daya output. Rangkaian *Gilbert cell* digunakan karena output sama dengan hasil dari dua input [5]. Pasangan diferensial bawah dari *Gilbert Cell* dapat dibentuk tanpa menurunkan kinerjanya dengan mengurangi jumlah *cascade transistor*. Penguat VGA dengan *Gilbert Cell* dirancang dengan karakteristik *gain* eksponensial yang dikontrol dengan sinyal umpan balik sehingga dapat menjaga *bandwidth loop* AGC lebih stabil dibandingkan dengan tipe linear. Rangkaian VGA dapat dibentuk dengan membuat tegangan bias transistor pada basisnya menjadi bervariasi, dengan mengatur arus kolektor serta gain dari transistor atau meletakkan suatu attenuator variabel pengontrol tegangan atau arus pada input sebagai penguat *gain* tetap. *Gain* tegangan dari VGA mengubah polaritas sebagai perubahan tegangan kontrol sehingga membatasi rentang *tuning* tegangan kontrol. Penggunaan *Gilbert Cell* diharapkan dapat menghasilkan output yang stabil untuk tegangan variasi yang dihasilkan oleh input.

Pada penelitian ini akan dirancang rangkaian AGC dengan menggunakan *Gilbert Cell*. Optimalisasi dilakukan guna menghasilkan kondisi daya output stabil pada daya referensi lebih dari 5dBm serta dapat memberikan penguatan hingga 100 kali.

UNIVERSITAS INDONESIA

1.2. TUJUAN

Tujuan dari penelitian ini adalah merancang rangkaian LNA dan AGC untuk RF penerima CPE *Mobile WiMAX* 2,3GHz lalu mengimplementasikannya dalam rangkaian CPE penerima. Selanjutnya dilakukan evaluasi atas kinerja pada LNA dan AGC baik rangkaian bekerja masing-masing maupun pada saat terintegrasi dalam CPE.

1.3. BATASAN MASALAH

Batasan masalah yang diambil dalam tesis ini berdasarkan kinerja rangkaian RF pada penerima CPE *Mobile WiMAX* 2,3GHz yang meliputi rangkaian LNA dengan *current reuse* dengan *gain* lebih dari 16dB, sensitivitas daya kurang dari ≤ -71 dBm, NF kurang dari 1dB, stabilitas lebih dari 1, *return loss input* dan *output* kurang dari -10dB, VSWR antara 1 hingga 2, dan impedansi input dan output sebesar 50 Ω . Sedangkan pada rangkaian AGC dengan menggunakan metode *Gilbert Cell* untuk menghasilkan daya output IF lebih dari 5dBm dengan kondisi benar-benar stabil, *gain* maksimum lebih dari 61.217 dB.

1.4. PERUMUSAN MASALAH

Berdasarkan pada latar belakang maka pada tesis ini akan dirancang rangkaian LNA dan AGC. Selanjutnya dilakukan analisa pada masing-masing LNA dan AGC serta saat keseluruhan rangkaian RF digabungkan. Jika ada kelemahan di salah satu rangkaian penyusun RF tersebut, akan dilakukan optimalisasi agar diperoleh rangkaian RF untuk CPE yang sesuai dengan standar IEEE 802.16e-2005.

1.5. SISTEMATIKA PENULISAN

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

BAB I. PENDAHULUAN

Berisi latar belakang yang mendasari dalam melakukan perancangan LNA dan AGC serta implementasinya pada rangkaian RF penerima CPE m-WiMAX pada 2,3GHz. Pada pendahuluan terdiri dari

UNIVERSITAS INDONESIA

penjelasan Latar Belakang, Tujuan, Batasan Masalah, Perumusan masalah dan Sistematika penulisan.

BAB II. RANGKAIAN RF

Berisi teori yang digunakan dalam perancangan LNA dan AGC serta implementasinya pada rangkaian RF penerima CPE m-WiMAX pada 2,3GHz. Dasar teori yang diambil terdiri dari LNA, dan AGC. Selain itu juga akan dijelaskan standarisasi *Mobile WiMAX* yang digunakan untuk pengembangan rangkaian ini.

BAB III. PERANCANGAN RANGKAIAN LNA DAN AGC

Berisi tentang perancangan yang dibahas secara rinci meliputi rangkaian LNA dan AGC untuk rangkaian RF penerima CPE m-WiMAX pada 2,3GHz.

BAB IV. HASIL DAN ANALISA

Berisi tentang hasil pengujian dan analisa yang dilakukan pada rangkaian LNA dan AGC untuk rangkaian RF penerima CPE m-WiMAX pada 2,3GHz.

BAB V. PENUTUP

Berisi tentang kesimpulan sementara yang diambil dari hasil pengujian dan analisa rangkaian LNA dan AGC untuk rangkaian RF penerima CPE m-WiMAX pada 2,3GHz.

UNIVERSITAS INDONESIA

BAB 2 RANGKAIAN RF

2.1. STANDARISASI *MOBILE* WiMAX

m-WiMAX merupakan pengembangan lebih lanjut dari *fixed* WiMAX yang dibangun oleh WiMAX Forum dengan menggunakan standar IEEE 802.16, yaitu suatu standar untuk sistem BWA. Standar 802.16 adalah suatu sistem komunikasi digital nirkabel yang dimaksudkan untuk teknologi *metropolitan area network* (MAN) dengan menyediakan konektivitas nirkabel pita lebar *interoperable* untuk pengguna tetap, nomadik, dan bergerak. Teknologi tersebut dapat menyediakan area layanan hingga 50Km untuk stasiun tetap dan 5km hingga 15km untuk stasiun bergerak. Dalam IEEE 802.16 dibagi menjadi dua bagian, yaitu IEEE 802.16d-2004 untuk mendukung *fixed* WiMAX dan IEEE 802.16e-2005 untuk m-WiMAX. Perkembangan dan perbandingan standar IEEE 802.16, IEEE 802.16d-2004, dan IEEE 802.16e-2005 dapat ditunjukkan dalam Tabel 2.1.

Tabel 2. 1 Perbandingan Standar IEEE 802.16 [8]

Parameter	IEEE 802.16	IEEE 802.16-2004	IEEE 802.16e-2005
Pita frekuensi	10 GHz – 66 GHz	2 GHz – 11 GHz	2GHz–11 GHz (<i>fixed</i>), 2GHz–6GHz (<i>mobile</i>)
Aplikasi	LOS tetap	NLOS tetap	NLOS tetap dan bergerak
Arsitektur MAC	<i>Point-to-multipoint, mesh</i>	<i>Point-to-multipoint, mesh</i>	<i>Point-to-multipoint, mesh</i>
Skema transmisi	Hanya <i>single carrier</i>	<i>Single carrier</i> , 256 OFDM atau 2.048 OFDM	<i>Single carrier</i> , 256 OFDM / <i>scalable</i> OFDM dengan <i>subcarrier</i> 128, 512, 1.025, atau 2.048
Modulasi	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM
Laju data	32 Mbps – 134.4 Mbps	1 Mbps – 75 Mbps	1 Mbps – 75 Mbps
Multiplexing	<i>Burst</i> TDM/TDMA	<i>Burst</i> TDM/TDMA/OFDMA	<i>Burst</i> TDM/TDMA/OFDMA
Duplexing	TDD dan FDD	TDD dan FDD	TDD
Lebar pita kanal	20MHz, 25 MHz, 28MHz	1,25MHz, 1,75MHz, 3,5MHz, 5MHz, 7MHz, 8,75MHz, 10MHz, 14MHz, 15 MHz	1,25MHz, 1,75MHz, 3,5MHz, 5MHz, 7MHz, 8,75MHz, 10MHz, 14MHz, 15MHz
Implementasi	Tidak ada	256 OFDM sebagai <i>Fixed</i> WiMAX	<i>Scalable</i> OFDMA sebagai <i>Mobile</i> WiMAX

Dalam tahapan pengembangannya, standar IEEE 802.16d-2004 memasukkan aplikasi NLOS pada pita frekuensi 2GHz – 11GHz dengan

UNIVERSITAS INDONESIA

menggunakan *layer* fisik berbasis *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM) dengan menghasilkan laju data 1Mbps hingga 75Mbps. Kemudian, ditambahkan lapisan *medium access control* (MAC) berbasis *orthogonal frequency division multiple access* (OFDMA) dengan menghasilkan laju data 1Mbps hingga 75Mbps. Agar dapat digunakan pada akses bergerak, standar 802.16d-2004 ditinjau ulang sehingga diperoleh standar IEEE 802.16e-2005 [10]. Pengembangan standar tersebut menggabungkan layanan tetap dan layanan bergerak menjadi suatu bentuk arsitektur yang menyerupai sistem selular, baik pada *base transceiver station* (BTS) atau terminal-terminal layanan tetap, nomadik, dan bergerak.

Tabel 2. 2 Profil sertifikasi m-WiMAX [8]

Pita Frekuensi	Lebar Pita Kanal
2,3GHz – 2,4GHz	5MHz
	8,75MHz
	10MHz
2,305GHz – 2,320GHz 2,345GHz – 2,360GHz	3,5MHz
	5MHz
	10MHz

Kinerja m-WiMAX dipengaruhi oleh alokasi penggunaan pita frekuensi dan lebar pita kanal. Alokasi pita frekuensi dan lebar pita kanal dapat ditunjukkan dalam Tabel 2.2.

Profil sensitivitas daya penerima pada CPE dengan BER minimum 10^{-6} dapat ditunjukkan pada Tabel 2.3.

Tabel 2. 3 Profil Sensitivitas Daya Pada Penerima CPE [9]

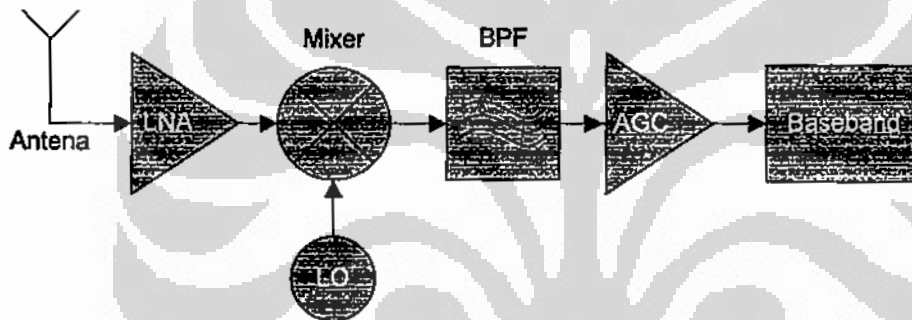
Parameter	Code Rate	Sensitivitas Penerima CPE
QPSK	$\frac{1}{2}$	$= -90dBm + 10 \times \log_{10} (BW/1,75MHz)$
	$\frac{3}{4}$	$= -87dBm + 10 \times \log_{10} (BW/1,75MHz)$
16QAM	$\frac{1}{2}$	$= -83dBm + 10 \times \log_{10} (BW/1,75MHz)$
	$\frac{3}{4}$	$= -81dBm + 10 \times \log_{10} (BW/1,75MHz)$
64QAM	$\frac{2}{3}$	$= -77dBm + 10 \times \log_{10} (BW/1,75MHz)$
	$\frac{3}{4}$	$= -75dBm + 10 \times \log_{10} (BW/1,75MHz)$

Kunci parameter kinerja dari penerima m-WiMAX yang menjadi cukup penting adalah sensitivitas daya. Parameter ini menjadi tolok ukur dalam keberhasilan perancangan suatu sistem penerima. Hal ini disebabkan sensitivitas daya digunakan untuk menentukan *gain* minimum yang harus dicapai oleh suatu

penerima. Penggunaan sensitivitas daya penerima pada CPE sangat baik pada -71dBm dengan menggunakan modulasi 64QAM-3/4 dan lebar pita kanal sebesar 5MHz.

2.2. ARSITEKTUR RANGKAIAN RF

Pengembangan sistem *radio frequency* (RF) meliputi arsitektur *mobile station* (MS) atau *customer premise equipment* (CPE) dan BTS, yang didalamnya terdiri atas perangkat penerima radio, pemancar radio, *baseband*, dan lain sebagainya. Seluruh perangkat tersebut memiliki saluran yang terpisah. Susunan secara umum pada rangkaian RF penerima terdiri atas Antena, *Low Noise Amplifier* (LNA), *Mixer down-converting*, *Oscillator*, *Bandpass filter* (BPF), dan *Automatic Gain Control* (AGC). Sedangkan pada RF pemancar terdiri atas *Mixer up-converting*, BPF, dan *High Power Amplifier* (HPA).



Gambar 2. 1 Diagram blok rangkaian RF penerima

Antena berfungsi sebagai penerima radiasi gelombang elektromagnetik dari berbagai sumber berdasarkan kisaran frekuensi secara relatif. Sinyal yang telah diterima oleh antena, selanjutnya diproses oleh LNA yang berfungsi sebagai penguat daya dengan meminimalisasi daya *noise* yang tersedia. Sinyal yang telah diproses oleh LNA, selanjutnya diproses oleh *mixer down-converting* untuk mengubah sinyal RF menjadi sinyal *intermediate frequency* (IF) dengan dikurangkan sinyal *local oscillator* (LO). Sinyal LO dibangkitkan oleh suatu osilator yang memiliki frekuensi mendekati sinyal RF sehingga diperoleh selisih hasil yang disebut sinyal IF. Untuk menghilangkan interferensi yang dihasilkan oleh proses sebelumnya, maka dilakukan filterisasi dengan menggunakan BPF. BPF akan menghilangkan sinyal IF yang berisi sinyal interferensi dan mengambil sinyal yang diinginkan. Selanjutnya, untuk menjaga *gain* agar tetap stabil maka

diperlukan suatu penguat IF. Penguat IF tersebut memiliki *gain* yang sangat tinggi agar dapat mencapai tingkat daya sinyal tertentu sehingga informasi yang akan diambil oleh *baseband* dapat diperoleh dengan mudah. Penguat IF ini dapat dilakukan oleh AGC.

2.3. LNA

Salah satu kunci utama dalam jalur penerima pada sistem nirkabel adalah LNA. Rangkaian ini dapat meningkatkan tingkat sinyal sementara rasio *signal-to-noise* (SNR) ditingkatkan secara kuat pada sinyal yang datang. Terdapat dua tugas yang tidak mudah dicapai, secara utama karena *noise matching impedance* dan *input matching impedance* tidak selalu diperoleh untuk impedansi sumber yang sama.

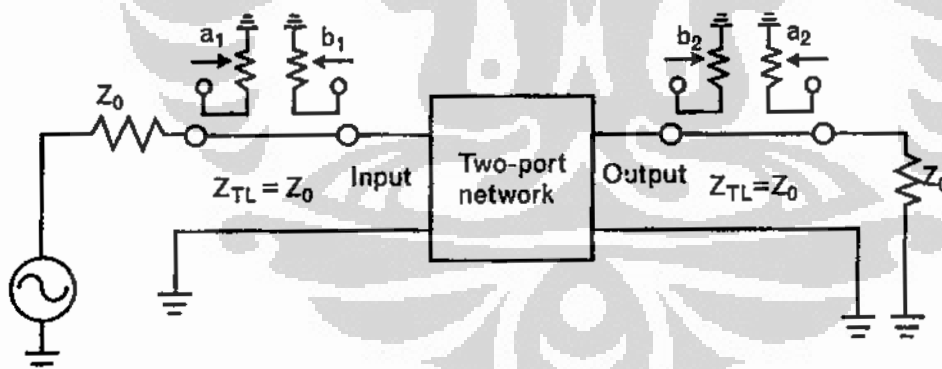
LNA adalah tahap *gain* pertama dalam dalam lajur penerima. Oleh karena itu, NF dari rangkaian ini secara langsung ditambahkan pada seluruh sistem tersebut. mengingat NF tersebut merupakan suatu pengukuran pada degradasi dari SNR pada output LNA berbanding pada input-nya. Parameter kinerja utama lainnya dari LNA adalah *gain*. Sinyal harus dapat dikuatkan sekuat mungkin dengan merendahkan sekuat-kuatnya SNR sementara juga menjaga linearitas. Parameter kinerja terakhir adalah *intercept point three* (IP3). Pada kenyataannya, mendapatkan NF, *gain*, dan IP3 harus didalam spesifikasi dengan konsumsi daya minimum. Spesifikasi perancangan biasanya harus ditemukan untuk impedansi sumber dan beban tertentu selama pencapaian konsumsi daya minimum.

2.3.1. SPESIFIKASI LNA

Dalam bidang rekayasa elektronika, terdapat banyak parameter yang digunakan, yaitu *s-parameter*, *y-parameter*, dan *z-parameter*. Akan tetapi dalam perancangan gelombang mikro, parameter yang banyak digunakan adalah *s-parameter*. *S-parameter* pada jaringan *n-port* ditentukan sama seperti pada *y-parameter* dan *z-parameter* dengan didasarkan pada persamaan bebas *n*. Namun demikian, pada *s-parameter* memiliki perbedaan penting, pertama, gelombang penyerta dan terrefleksi berturut-turut digunakan untuk menentukan variabel bebas dan tak bebas, maka pada *s-parameter* tidak menggunakan prinsip tegangan

dan arus. Gelombang tersebut ditentukan pada kondisi proposional terhadap tegangan penyerta dan terrefleksi pada *port* sebanding dengan akar kuadrat karakteristik impedansi Z_0 dari *port* yang dibubuhkan. Saat magnitud pada gelombang dipangkatkan, $|a|^2$ dan $|b|^2$, maka pada persamaan tersebut menunjukkan secara berturut-turut penyertaan aliran daya pada jaringan. Kedua, *s-parameter* ditentukan sebagai rasio yang berasal dari gelombang tegangan yang ternormalisasi maka sedikit memiliki hubungan dengan dimensi. Ketiga, nilai *s-parameter* tidak hanya bergantung pada parameter jaringan *n-port* tetapi juga pada impedansi sumber dan beban yang berada pada titik akhir *port*. Walaupun kebanyakan *s-parameter* diukur dengan diberikan 50Ω maka menyebabkan referensi impedansi menjadi bervariasi [10].

Karakteristik *s-parameter* berdasarkan pada perilaku perangkat RF dengan titik *bias* dan frekuensi yang berbeda, serta berguna untuk memudahkan perhitungan *gain*, *return loss*, *stability*, *reverse isolation*, dan *network matching* pada *gain* maksimum. *S-parameter* juga berguna untuk menentukan koefisien refleksi input dan output dengan direferensikan 50Ω pada perbandingan tegangan guna menemukan *s-parameter* pada nilai impedansi yang sama. *S-parameter* berupa besaran vektor yang dihitung dalam bentuk magnitud dan fasa [11]. Gambar 2.2 menunjukkan *s-parameter* digunakan pada suatu jaringan dua-*port*.



Gambar 2.2 *S-parameter* digunakan pada suatu jaringan dua-*port* [11].

Di tiap bagian *s-parameter* dua-*port* memiliki arti fisik yang bermanfaat untuk menggambarkan *small-signal*, linear, dan operasi *steady-state*. *S-parameter* dinotasikan dengan S_{11} , S_{12} , S_{21} , dan S_{22} . S_{11} menyatakan koefisien *input reflection* pada *input return loss*. S_{12} menyatakan koefisien *reverse transmission* pada *reverse*

gain (isolation). S_{21} menyatakan koefisien *forward transmission* pada tingkat gain. S_{22} menyatakan koefisien *output reflection* pada *output return loss*.

Untuk menghitung notasi yang menggambarkan *s-parameter* berdasarkan pada Gambar 2.2 dapat ditunjukkan pada Persamaan (2-1) sebagai berikut [11],

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2-1a)$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2-1b)$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2-1c)$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2-1d)$$

dimana a_1 dan b_1 merupakan perpindahan gelombang tegangan ternormalisasi pada sumber dengan syarat a_2 sama dengan nol sedangkan a_2 dan b_2 merupakan perpindahan gelombang tegangan ternormalisasi pada beban dengan syarat a_1 sama dengan nol.

S-parameter merupakan rasio dari gelombang tegangan. Pemangkatan magnitude memberikan daya ternormalisasi. Jika dimiliki dua-*port* pasif dengan sedikit rugi-rugi, maka daya yang digunakan pada *port* input menjadi terrefleksi atau terpancar pada yang lain, maka dapat ditunjukkan pada Pers.(2-2) sebagai berikut [11],

$$[s_{11}]^2 + [s_{21}]^2 = 1.0 \quad (2-2)$$

Keuntungan *s-parameter* adalah mempermudah melakukan evaluasi dengan membubuhkan *directional coupler* pada seluruh jaringan *port*. *Directional coupler* memisahkan secara langsung gelombang daya penyerta dan terrefleksi sehingga menyederhanakan prosedur pengukuran. Selanjutnya, kondisi tersebut diperlukan untuk menentukan nilai masing-masing *s-parameter* yang selalu menggunakan jalur transmisi terminasi yang sesuai pada variasi *port* tersebut. *S-parameter* akan mempermudah pengukuran dengan teknik berbasis *s-parameter* secara cepat menjadi standar dalam desain rangkaian frekuensi tinggi.

Magnitud dari koefisien refleksi (ditandakan dengan Γ) pada rangkaian atau jalur transmisi secara sederhana rasio antara gelombang yang direfleksikan dan

gelombang maju dari sinyal dapat dihitung dengan menggunakan Pers.(2-3) sebagai berikut [11],

$$[\Gamma] = \frac{VSWR-1}{VSWR+1} \quad (2-3)$$

atau Pers.(2-4) sebagai berikut [11],

$$VSWR = \frac{1-[\Gamma]}{1+[\Gamma]} \quad (2-4)$$

dimana $VSWR = \text{voltage standing wave ratio}$ dalam unit dimensi.

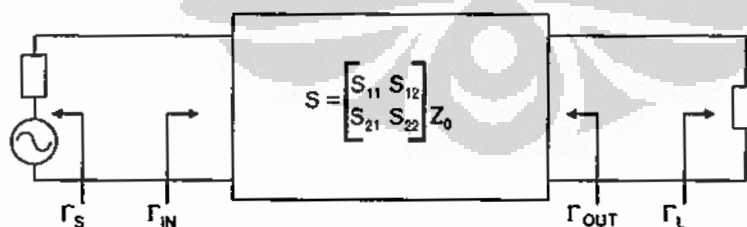
Terminasi reaktif ideal termasuk pada rangkaian *short* dan terbuka, maka gelombang tegangan reflesi dengan magnitud sebanding pada penyertaan gelombang. Hasil tersebut merupakan pembatalan sempurna pada interval setengah panjang gelombang.

Untuk rangkaian pasif didefinisikan sebagai $1 \leq VSWR \leq \infty$. Terminasi reaktif memiliki $VSWR$ tak terhingga. Terminasi pencocokan (releksi nol) diberikan pada $VSWR$. Kemudian, koefisien refleksi akan selalu menjadi beberapa nilai antara 0 dan 1, karena amplitudo gelombang terefleksi tidak akan pernah lebih tinggi dari amplitudo yang dibandingkan dengan gelombang maju. Namun demikian, beberapa nilai ρ berisi magnitud dan fase, maka kuantitas dari *match* diantara satu impedansi dengan impedansi yang lain dengan *match* sempurna disetarakan dengan nol, dan *match* yang buruk disetarakan dengan satu.

Meskipun demikian, penghitungan hanya rasio magnitud akan memberikan perhitungan pada *return loss* dan *mismatch* terhadap beberapa rangkaian dapat diperoleh dengan menggunakan Pers.(2-5) sebagai berikut [10],

$$RL = 10\log_{10}(\Gamma^2) = 20\log_{10}(\log[\Gamma]) \quad (2-5)$$

dimana RL dalam desibel.



Gambar 2. 3 Blok diagram umum 2-port terhubung ke sumber dan beban yang berubah-ubah [11]

Dengan menggunakan karakteristik *s-parameter* blok diagram yang ditunjukkan dalam Gambar 2,3, maka koefien refleksi input (Γ_{in}) dan koefisien

refleksi output (Γ_{out}) dari dua-*port* pasif menunjukkan *subnetwork* internal yang diberikan pada Pers.(2-6) sebagai berikut [11],

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (2 - 6a)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (2 - 6b)$$

dimana Γ_S adalah koefisien refleksi pada sumber dan Γ_L adalah koefisien refleksi pada beban yang dapat diberikan pada Pers.(2-7) sebagai berikut [11],

$$\Gamma_S = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (2 - 7a)$$

$$\Gamma_L = \frac{b_2}{a_2} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2 - 7b)$$

dimana a_1 dan b_1 merupakan perpindahan gelombang tegangan ternormalisasi pada sumber dan a_2 dan b_2 merupakan perpindahan gelombang tegangan ternormalisasi pada beban. Z_S adalah impedansi pada sumber. Z_L adalah impedansi pada beban, Z_0 adalah referensi impedansi karakteristik impedansi yang bernilai 50Ω .

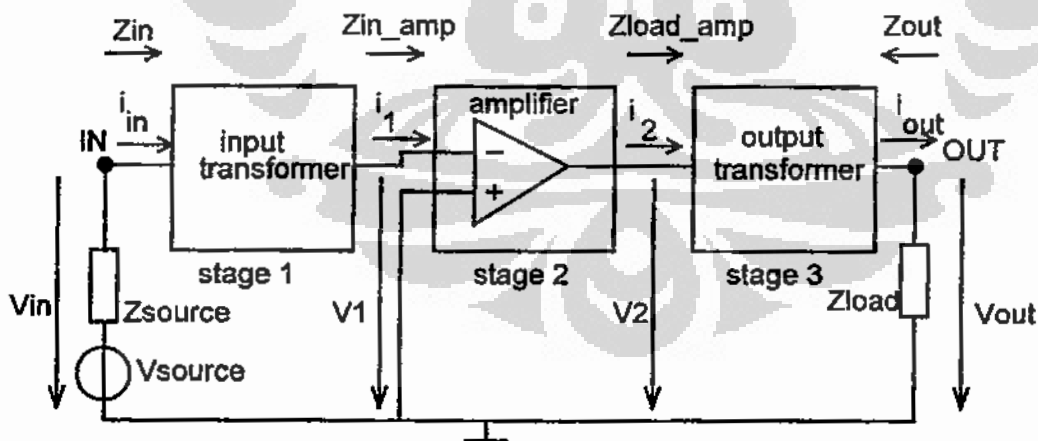
Dalam banyak perancangan analog, disana secara normal tanpa *matching impedance* dan tahap pertama. Perancangannya biasanya harus memiliki kebiasaan *broadband*. Hal ini berarti bahwa NF rendah juga dapat dicapai dengan merubah lebar dari input transistor. Jika NF itu sendiri untuk perancangan LNA telah menjadi sama seperti NF minimum-nya, tanpa menggunakan *impedance matching*, maka lebar dari transistor akan menjadi sangat besar. Hal ini dapat dihasilkan dalam LNA *broadband* dengan NF sekitar 1dB dari 0 hingga 4GHz. Namun demikian, daya yang digunakan menjadi ekstrim. Oleh karena itu, digunakanlah tahap transformer sebagai tahap pertama. *Matching impedance* menggunakan komponen tambahan memperbolehkan menggunakan lebar transistor yang kecil untuk LNA, dengan demikian memungkinkan konsumsi daya rendah.

Transformer input secara normal terdiri dari komponen pasif seperti induktor dan kapasitor. Resistor tidak digunakan karena hanya akan menambah *noise*. *Noise impedance matching* dan *input impedance matching* secara normal tidak dicapai untuk impedansi sumber yang sama. Di banyak perancangan, *noise*

merupakan kunci parameter perancangan serta *noise impedance matching*, misalnya impedansi input *noise* yang optimal sama sebanding dengan impedansi sumber adalah pilihan yang lebih baik. Suatu rugi-rugi transfer daya (kecil) diterima saat impedansi input tidak sesuai dengan impedansi sumber.

Transformer input tidak hanya menyesuaikan impedansinya, tetapi juga sudah menjadi pembawaannya menyesuaikan amplitudo dari sinyal-nya. Peningkatan dari amplitudo sinyal pada input penguat mempengaruhi linearitas dari LNA. Semakin lebar sinyal input, kelebihan sinyal ini akan dipengaruhi oleh karakteristik arus-tegangan tak linear dari penguat. Sinyal antenna dapat dengan mudah memiliki rentang dinamis dari -90dBm hingga -20dBm. Lebar rentang dinamis membuatnya sulit memenuhi spesifikasi linearitas tanpa mengonsumsi daya yang lebih besar. Transformer input terdiri dari *tank* LC dengan faktor kualitas tertentu. Amplitudo tegangan ditingkatkan oleh sebab rangkaian *tank* ini.

LNA secara lengkap dapat dibentuk melalui tiga tahap kaskade. Tahap pertama dibutuhkan bentuk impedansi sumber pada suatu impedansi yang akan menyesuaikan dengan impedansi input. Tahap kedua adalah LNA itu sendiri, yang terdiri dari beberapa tahap, tetapi juga tidak dapat menjadi transistor tunggal. Tahap terakhir adalah *impedance* transformer untuk menyesuaikan impedansi output LNA itu sendiri terhadap impedansi beban. Hal ini dapat ditunjukkan dalam Gambar 2.4



Gambar 2. 4 LNA dan tahap tranformer input atau output pada pemahaman seluruh perilaku analog [12]

Pada tiap-tiap tahap perancangan LNA terdapat empat tahap definisi *gain*. Perbedaan dalam *gain* tegangan (A_v) dan *power gain* (G_p), dapat secara mudah terlihat. *Gain* tegangan dapat didefinisikan pada Pers.(2-8) sebagai berikut [12],

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} \quad (2-8)$$

dimana v_1 adalah tegangan input penguat dan v_2 adalah tegangan output penguat. Pers.(2-8) tidak dapat dimasukkan kedalam perhitungan rugi-rugi oleh karena *input transformer*-nya. Rugi-rugi ini secara normal tidak begitu penting dalam perancangan analog karena impedansi sumber dari sumber tegangan-nya terlalu kecil dibandingkan impedansi input dari rangkaiannya. Selanjutnya, *power gain* didefinisikan pada Pers.(2-9) [12] sebagai berikut,

$$G_p = \frac{P_{load}(real)}{P_{in}(real)} = \frac{real(v_{out} \cdot i_{out}^*)/2}{real(v_{in} \cdot i_{in}^*)/2} \quad (2-9)$$

dimana P_{load} adalah daya pada beban, P_{in} adalah daya pada input, v_{out} adalah tegangan input, v_{out} adalah tegangan output, i_{in} adalah arus pada input, dan i_{out} adalah arus pada output.

Selanjutnya, dibutuhkan perhatian tentang definisi karena terdapat beberapa perbedaan rasio daya input atau output. Perlu dibuat referensi untuk daya yang terkirim kedalam dua-*port* atau daya yang tersedia dari sumber pada sisi output. Hal ini terlihat terdapat bentuk perbedaan untuk menggambarkan *gain* atau rugi-rugi, bergantung pada definisi yang dibentuk. Terdapat tiga secara umum menggambarkan terminasi dan definisi daya, yaitu *transducer power gain* (G_T), *available power gain* (G_A), dan *operating power gain* (G_P) [13].

Transducer power gain (G_T) terkait dengan 2-*port* yang terpasang pada jaringan dapat diperoleh dengan Pers.(2-10) sebagai berikut [13],

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (2-10)$$

Dasar *transducer gain* diukur dengan terminasi Z_o . Untuk kasus-kasus tertentu *matched transducer power gain* terjadi apabila koefisien refleksi sumber dan beban bernilai nol ($\Gamma_S = \Gamma_L = 0$), maka *gain* pada *transducer* dapat dikatakan pada Pers.(2-11) sebagai berikut [13],

$$G_T = |S_{21}|^2 \quad (2-11)$$

diketahui G_T dalam desibel.

Available power gain (G_A) dapat diperoleh dengan menggunakan Pers.(2-12) sebagai berikut [13],

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2} \quad (2 - 12)$$

Operating power gain (G_P) dapat diperoleh dengan menggunakan Pers.(2-13) sebagai berikut [13],

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2} \quad (2 - 13)$$

Suatu perkiraan prosedur desain, yang disebut *unilateral design*, hanya mengabaikan interaksi antara *port* input dan output. Dalam kasus ini diasumsikan bahwa koefisien refleksi input (S_{11}) dan output (S_{22}) dari perangkat bersifat selalu sama dengan sebenarnya dan diukur dalam sistem 50- Ω , dengan tanpa terminasi yang terhubung ke perangkat pada bagian akhir rangkaian.

Jika secara sederhana ditetapkan $|S_{12}| = 0$ maka ekspresi transduser *gain* ini disederhanakan untuk *unilateral transducer gain* pada Pers.(2-14) sebagai berikut [13],

$$G_{TU} = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2 - 14)$$

Maximum unilateral transducer gain dicapai ketika Γ_S dan Γ_L diatur pada S_{11}^* dan S_{22}^* . Kondisi nilai maksimum dari *unilateral gain* diperoleh dengan Pers.(2-15) sebagai berikut [13],

$$G_{TUMAX} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (2 - 15)$$

Melihat dua bagian pecahan Pers.(2-14), kita harus mengakui bahwa peramaan tersebut mewakili kebalikan dari *mismatch losses* pada Pers.(2-16) berikut [13],

$$ML_1 = 1 - |S_{11}|^2 \quad (2 - 16a)$$

$$ML_2 = 1 - |S_{22}|^2 \quad (2 - 16b)$$

Dengan total *mismatch loss* untuk seluruh *unmatched transistor* dari Pers.(2-16) maka diperoleh Pers.(2-17) sebagai berikut [13],

$$ML_{total} = ML_1 + ML_2 \quad (2 - 17)$$

Agar mengetahui perangkat yang dipilih memiliki stabilitas pada frekuensi dan *bias* yang diinginkan di seluruh impedansi yang bervariasi maka harus dijaga

melalui daerah frekuensi yang sangat lebar untuk mendapatkan kisaran stabilitas yang lebar. Untuk mendapatkan stabilitas (K) dapat digunakan Pers.(2-18) sebagai berikut [13],

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2}{2 \cdot |S_{21} \cdot S_{12}|} \quad (2 - 18)$$

Dari Pers.(2-18), diketahui bahwa, jika $K > 1$, maka perangkat akan aktif stabil tanpa syarat untuk semua Z_{in} dan Z_{out} yang diberikan pada *port*-nya. Tetapi jika $K < 1$, maka perangkat berpotensi tidak stabil. Jika memang demikian, Z_{in} dan Z_{out} diperoleh dengan memilih perangkat aktif yang berbeda dengan $K > 1$; atau memilih untuk titik bias transistor yang berbeda sehingga dapat memberikan $K > 1$; atau menggunakan rangkaian penetralisir; atau meletakkan resistor nilai rendah pada input atau output penguat (untuk mengurangi gain).

Karena perancangan untuk MAG tidak dipertimbangkan oleh sebab penguat secara potensial tidak stabil pada nilai *gain* yang tinggi, maka dapat digunakan perhitungan *maximum stable gain* (MSG) dengan menggunakan Pers.(2-19) sebagai berikut [13],

$$MSG = 10 \cdot \log_{10}(|S_{21}| + |S_{12}|) \quad (2 - 19)$$

dari perhitungan yang dihasilkan oleh Pers.(2-19) maka diperoleh bahwa jika MAG lebih kecil dibandingkan MSG, maka penguat akan stabil tanpa syarat.

2.1.1. NOISE

Faktor *noise* adalah faktor dengan *noise* acak yang melekat untuk sumber resistansi pada temperature 290°K. Penambahan *noise* berasal dari sumber yang dibentuk dengan mekanisme seperti yang telah dijelaskan diatas. Hal ini disebut sebagai sumber *noise* yang dapat dihitung dengan Pers.(2-20) sebagai berikut [10],

$$NF = 10 \log \frac{P_{NO}}{P_{NI}} \quad (2 - 20)$$

dimana NF dalam dB, P_{NO} adalah daya *noise* output, dalam W, P_{NI} adalah daya *noise* input, dalam, 290°K adalah temperatur referensi yang digunakan dalam berbagai pengukuran, dalam Kelvin.

Daya *noise* yang dibangkitkan rangkaian, dalam watt, dapat dihitung dengan rumus yang ditunjukkan pada Pers.(2-21) dibawah ini [10],

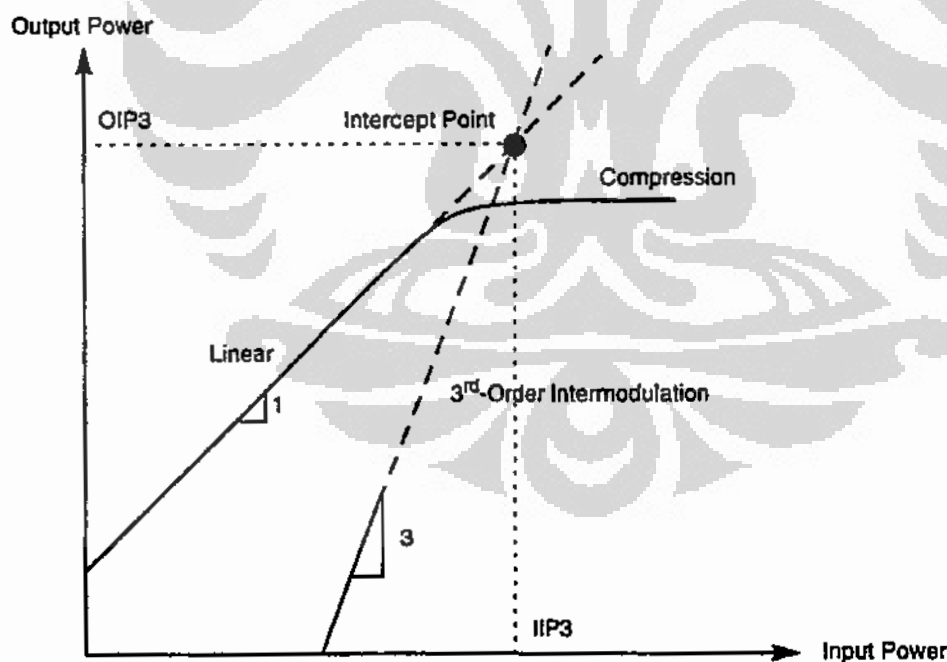
UNIVERSITAS INDONESIA

$$P_{noise} = KT_0B \quad (2-21)$$

Input daya *noise* (p_{noise}) bernilai 1 jika daya *noise* dari sumber berada dalam temperatur 290°K (sekitar 17°C) menurut definisi termal (*Johnson*). Tingkat *noise* secara teoritis diperoleh $1 = kT_0B$, dimana k adalah konstanta *Boltzmann*, T_0 adalah dalam temperatur 290°K (dalam Kelvin), dan B adalah *noise bandwidth*. Input daya sinyal (p_{sinyal}) bernilai 1 jika sumber daya tersedia pada sinyal.

2.1.2. THIRD-ORDER INTERCEPT POINT (IP3)

IP3 menggambarkan keseluruhan orde ketiga *spurious product* yang dibentuk dalam ketidaklinearan pada perangkat tertentu, seperti penguat linear dan *mixer*. Titik IP3 adalah daerah hasil output orde ketiga yang tidak diinginkan yang berada pada amplitudo yang sama saat dua *tone* pokok yang dikehendaki menginjeksikan sinyal. Namun demikian, titik IP3 output ini tidak pernah benar-benar tercapai karena penguat mengalami saturasi sebelum amplitudonya benar-benar tercapai. Bahkan, hasil orde ketiga output daya akan dibatasi *gain* saat penguat menuju kedalam saturasi. Gambar 2.5 menunjukkan grafik *Third-order intercept point (IP3)*.



Gambar 2. 5 Output daya penguat terhadap karakteristik input daya [13]

Untuk menghitung besar IP3 dapat dilakukan dengan Pers.(2-22) sebagai berikut [13],

$$OIP3 = P_{OUT} + \frac{\Delta IM}{2} \quad (2 - 22a)$$

$$IIP3 = OIP3 - Gain \quad (2 - 22b)$$

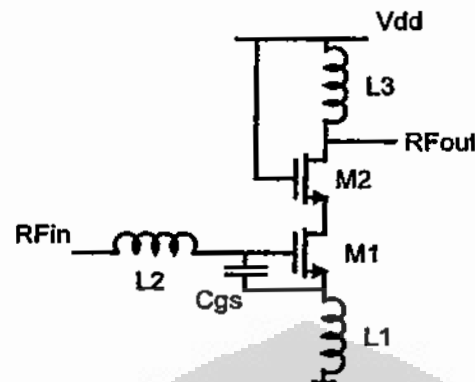
Titik IP3 merupakan indikator terbaik pada penerima saat beroperasi dengan daya penuh, yang mendekati sinyal, serta merupakan *figure* dari kebaikan pengukuran linearitas perangkat elektronik. Linearitas diuji dengan memproses dua *tone* melalui tahap pengujian dengan *tone* yang menjadi sasaran ke suatu jumlah tertentu dari distorsi nonlinear yang melekat dalam DUT. Ketidaklinearan ini menekan tiap-tiap *tone* yang timbul dari gelombang sinus murni, yang menghasilkan harmonisa dan intermodulasi dari orde yang bervariasi, yang memungkinkan IP3 diukur. Namun demikian, nilai untuk IP3 harus diukur hanya saat dalam rentang beroperasi linear-nya.

2.3.2. PERANCANGAN RANGKAIAN LNA

Tahap kaskade dipilih sebagai topologi perancangan LNA. Saat ini banya topologi yang telah ditunjukkan seperti penguat terdistribusi, penguat *common-gate*, penguat *current reused*, dan *resistive shunt feedback*. Penguat terdistribusi menyediakan *matching* yang baik dan gain yang datar tetapi cenderung mengirimkan arus DC yang besar oleh sebab struktur *multistage*. Penguat *common-gate* (CG) memiliki *input matching* yang baik tetapi *noise*-nya terlalu besar dibandingkan topologi yang lain serta *gain*-nya tidak cukup datar. Penguat *current-reused* dipilih untuk *gain* yang tinggi serta pertimbangan daya rendah tetapi pita lebar-nya tidak cukup pada aplikasi untuk WiMAX. *Resistive shunt feedback* memiliki banyak keuntungan untuk aplikasi *broadband* termasuk kedataran *gain*, stabilitas, NF, dan *mtching* tetapi umpan balik juga mengubah *gain* untuk lebar peta. Hal ini tidak mudah untuk memberikan harga tetap antara *gain* dan lebar pita secara simultan.

Salah satu struktur yang banyak digunakan untuk LNA adalah transistor input dibebani dengan suatu transistor kaskade. Transistor kaskade ditambahkan untuk tujuan isolasi. Penambahan transistor ini mereduksi efek kapasitansi *drain-*

gate dari transistor input yang berlaku sebagai kapasitor Miller. Struktur *cascaded input transistor* dapat ditunjukkan pada Gambar 2.6.



Gambar 2. 6 Dasar dari cascaded input transistor [12]

Transistor M1 merupakan transistor input dan M2 bertugas sebagai transistor kaskade. Kapasitor Cgs menunjukkan kapasitansi *gate-source* parasitik M1. Transistor kaskade M2 memiliki dimensi yang sama dengan M1. Hal ini memiliki keuntungan pada *drain* M1 agar digabungkan dengan *source* M2. Penggabungan antara transistor M1 dan M2 berguna untuk mereduksi *parasitic capacitance* lebih signifikan. Penambahan resistansi *bias* berguna untuk meningkatkan *impedance* input yang terlihat dari M1 menuju rangkaian *bias*. Impedansi yang sangat tinggi menyebabkan semakin sedikit rangkaian *bias* yang akan mempengaruhi kinerja RF. Arus *bias* dibentuk dengan Rref dengan 10 kali lebih rendah dibandingkan arus yang melalui M1 agar mereduksi disipasi daya. Induktor L1 menunjukkan ikatan pengkabelan antara *source* M1 ke *ground*. Induktor L2 dan L3 digunakan untuk menala LNA. Blok impedansi *matching* merupakan rangkaian filter yang akan membentuk rangkaian dengan ditentukan sebesar 50Ω . Rangkaian DC *Bias* digunakan untuk mengoptimalkan *noise* yang akan masuk pada penguat dengan mengatur arus *bias*-nya. Rangkaian DC *bias* dibentuk oleh tiga komponen, yaitu transistor M3, Rref, dan Rbias. Transistor M1 di-*bias* menggunakan konsep pencerminan arus. Transistor M3 berfungsi sebagai pembentuk cermin arus bersama M1, dan lebarnya menjadi beberapa pecahan kecil dari lebar M1 untuk meminimalisasikan pengeluaran tambahan daya dari rangkaian *bias*. Arus yang melalui M3 dibentuk oleh tegangan catu daya dan Rref

pada hubungan dengan V_{gs} dari M_3 . Rbias dipilih cukup besar agar arus *noise* yang cukup kecil dapat diabaikan.

Mengasumsikan *power matching* dengan impedansi sumber pada 50Ω sebanding dengan real impedansi input yang ditentukan oleh Pers.(2-23) sebagai berikut [12],

$$Re(Z_{in}) \approx \frac{g_{m1}L_1}{C_{gs}} \quad (2-23)$$

Walaupun hubungan kabel dibutuhkan sebagai sambungan, hubungan kabel tersebut dapat membantu menaikkan bentuk real impedansi input. Dalam Pers.(2-23), g_{m1} memberikan transkonduktansi M_1 . L_1 dan L_2 secara berturut-turut dipasangkan dengan kapasitansi C_{gs} agar membentuk tanki resonansi sehingga beresonansi pada frekuensi yang telah ditentukan. Besar frekuensi resonansi dapat dihitung dengan menggunakan Pers.(2-24) sebagai berikut [12],

$$\omega_c^2 = \frac{1}{(L_1+L_2)C_{gs}} \quad (2-24)$$

R_s pada titik RF_{IN} akan menurunkan faktor kualitas Q terhadap kapasitansi C_{gs} sesuai dengan Pers.(2-25) sebagai berikut [12],

$$Q = \frac{1}{R_s\omega C_{gs}} \quad (2-25)$$

Namun nilai faktor kualitas Q dapat diperoleh tidak terlalu tinggi selama kenaikan tegangan *gate* M_1 dan berakibat IIP_3 menurun. Dengan cara yang sama untuk perhitungan faktor kualitas Q dengan menggunakan L_1 dapat dihitung dengan menggunakan Pers.(2-26) sebagai berikut [12],

$$Q = \frac{1}{g_{m1}\omega L_1} \quad (2-26)$$

dan agar mendapatkan rancangan yang sesuai, besar yang diperoleh dengan menggunakan Pers.(2-25) harus sebanding dengan Pers.(2-26). Besar g_{m1} menunjukkan transkonduktansi M_1 , maka besar transkonduktansi M_1 ditentukan pula pada saat terhubung dengan rangkaian *input matching* dengan menggunakan Pers.(2-27) sebagai berikut [12],

$$g_{m1} = \frac{\partial I}{\partial v_{RF(in)}} = \frac{1}{\omega L_1} \quad (2-27)$$

Besar seluruh transkonduktansi yang digunakan untuk menghitung besar input terhadap tegangan *noise* dan faktor *noise* dapat menggunakan Pers.(2-28) sebagai berikut [12],

$$R_{ni} = \frac{1}{G_{nt}} \quad (2-28a)$$

$$R_S = \sqrt{(R_{nv}R_{ni} + X_S^2)} \quad (2-28b)$$

$$F = 1 + \frac{R_{nv}}{R_S} \quad (2-28c)$$

$$F = 1 + \frac{2\omega L_1}{3QR_S} + \frac{1}{15g_{m1}R_S} \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right) \quad (2-28d)$$

dimana ketiga hubungan tersebut menunjukkan menambah *noise* termal dalam kanal.

2.2. AGC

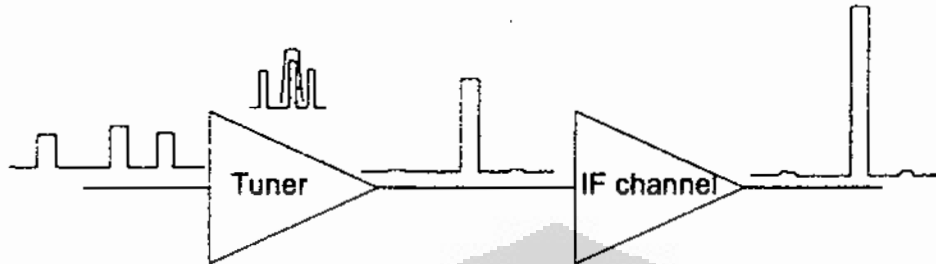
AGC berfungsi untuk menghindari terjadinya fluktuasi daya pada berbagai perangkat elektronik. Prinsip dasar dari AGC adalah mengatur kekuatan dari sinyal. Jika sinyal yang diterima lemah, maka AGC akan mengatur nilai penguatan untuk meningkatkan kekuatan sinyal tersebut dan menjaganya agar tetap stabil pada kondisi *steady state*. Begitu juga sebaliknya, apabila kekuatan sinyal yang diterima sangat besar, maka AGC akan mengatur besarnya penguatan untuk mengurangi kekuatan sinyal tersebut untuk menghindari adanya loncatan daya keluaran.

Proses kerja AGC tersebut dapat dilakukan secara otomatis dengan menggunakan suatu rangkaian umpan balik, dimana nilai tegangan yang berubah – ubah akan melalui VCR (*Voltage Control Resistor*) untuk mengendalikan sinyal keluaran dari AGC.

2.2.1. SPESIFIKASI AGC

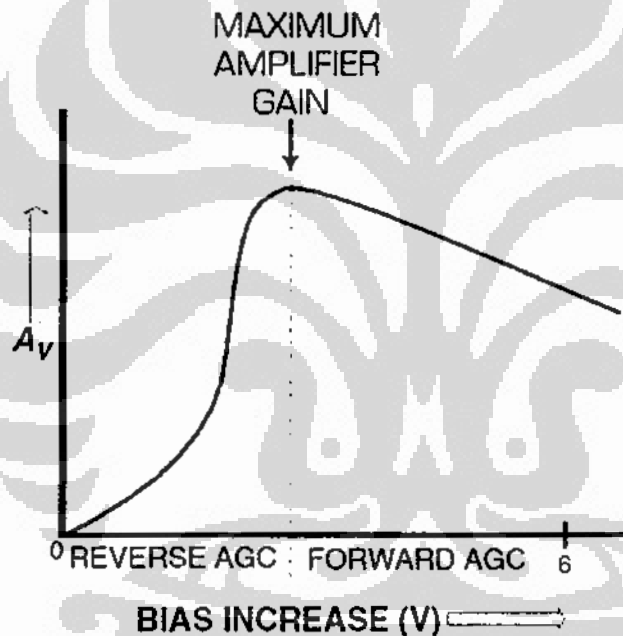
Arsitektur AGC ditunjukkan pada **Gambar 2.7**. *Input* sistem RF biasanya dikonfigurasi kedalam dua blok, yaitu *Input tuner amplifier* sebagai pemfilter kanal, *Intermediate fixed frequency amplifier* (IF channel), dan penguatan terhadap sinyal yang telah disaring. Dengan menjaga penguat dikontrol bias DC

harus diambil untuk memastikan bahwa besar distorsi yang terjadi saat AGC memiliki *gain* yang bervariasi. Hal ini karena transistor di-bias kedalam bentuk nonlinear pada operasinya, secara khusus kritis jika sinyal input berada pada amplitudo tinggi.



Gambar 2. 7 Arsitektur AGC [6]

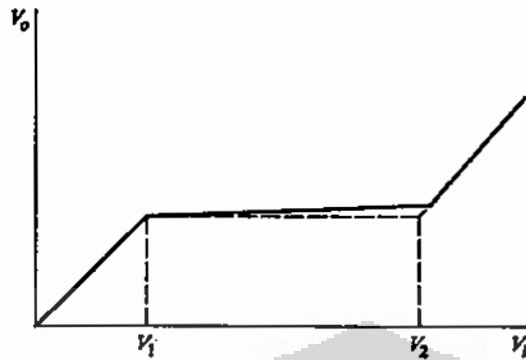
Karakteristik rangkaian AGC terhadap *gain* ditunjukkan pada Gambar 2.8.



Gambar 2. 8 Karakteristik AGC terhadap *gain* [10]

Karena AGC merupakan sistem dengan *feedback negatif*, sistem dapat digambarkan dengan menggunakan fungsi alih sistem. Fungsi alih yang ideal untuk sistem AGC dapat dilihat pada Gambar 2.9. Pada saat sinyal input rendah, AGC tidak aktif dan outputnya adalah fungsi linier dari input, ketika output mencapai nilai threshold (V_1) AGC mulai beroperasi dan menjaga level output agar tetap konstan sampai mencapai threshold yang kedua (V_2). Pada titik

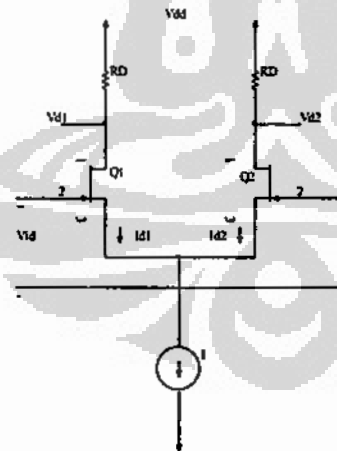
tersebut, AGC menjadi tidak aktif lagi. Hal tersebut dilakukan biasanya untuk menjaga kestabilan sistem pada level penguatan yang tinggi.



Gambar 2. 9 Fungsi alih sistem AGC [6]

2.2.2. RANGKAIAN PENGUAT DIFFERENSIAL

Penguat differensial secara luas banyak digunakan dalam rangkaian terpadu analog. rangkaian penguat differensial banyak ditemukan pada rangkaian-rangkaian dengan menggunakan transistor BJT, JFET, dan MOSFET. Dasar dari rangkaian penguat differensial adalah penggunaan transistor berpasangan dengan arah yang saling berlawanan. Gambar 2.10 menunjukkan konfigurasi rangkaian penguat differensial dengan dua sumber tegangan V_{g1} dan V_{g2} serta di-bias dengan sumber arus konstan I .



Gambar 2. 10 Rangkaian penguat differensial [15]

Untuk mendapatkan arus i_D dimasing-masing transistor Q1 dan Q2 dapat ditunjukkan dalam Pers.(2-29) berikut [15],

$$i_d = \frac{v_{id}}{2} \left(\frac{2I_{DSS}}{-V_P} \right) \sqrt{\frac{1/2}{I_{DSS}}} \quad (2-29)$$

Besar tegangan *gate-source* dikedua transistor Q1 dan Q2 dapat ditentukan dengan menggunakan Pers.(2-30) berikut [15],

$$v_{gs1} = v_{gs2} = \frac{v_{id}}{2} \quad (2-30)$$

Untuk mendapatkan tegangan *drain* dari masing-masing transistor Q1 dan Q2 dapat ditunjukkan dalam Pers.(2-31) berikut [15],

$$v_d = -i_d R_D = -g_m \frac{v_{id}}{2} R_D \quad (2-31)$$

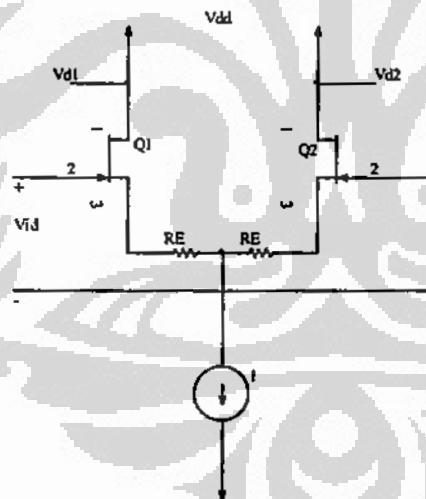
Jika output diambil secara diferensial maka dapat ditentukan dengan Pers.(2-32) berikut [15],

$$v_o = v_{d1} - v_{d2} = -g_m R_D v_{id} \quad (2-32)$$

dan *gain* diferensial dapat ditentukan dengan Pers.(2-33) berikut [15],

$$\frac{v_o}{v_{id}} = -g_m R_D \quad (2-33)$$

Gambar 2.11 menunjukkan konfigurasi penguat diferensial dengan resistansi *source*.



Gambar 2. 11 Penguat diferensial dengan resistansi source [15]

Sinyal diferensial v_{id} harus dibagi sebanding antara *gate-source* dari kedua transistor Q1 dan Q2 dengan ditunjukkan pada Pers.(2-34) berikut [15],

$$v_{GS} = V_{GS} + \frac{v_{id}}{2} \quad (2-34)$$

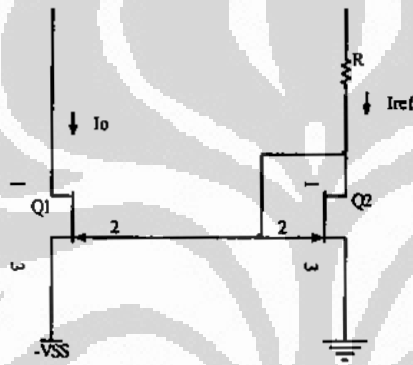
Untuk mendapatkan besar arus *source* pada masing-masing transistor Q1 dan Q2 dapat diperoleh dengan Pers.(2-35) berikut [15],

$$i_d = \frac{v_{id}}{2(r_e + R_E)} \quad (2 - 35)$$

Untuk mendapatkan tegangan *drain* pada masing-masing transistor Q1 dan Q2 dapat diperoleh dengan Pers.(2-36) berikut [15],

$$v_d = \frac{\alpha}{2(r_e + R_E)} v_{id} \quad (2 - 36)$$

Rangkaian cermin arus merupakan rangkaian yang banyak dalam desain IC sumber arus dan rangkaian *current-steering*. Rangkaian cermin arus terdiri dari dua transistor Q1 dan Q2 dengan kedua *gate*-nya saling berhubungan satu dengan yang lain. Gambar 2.12 menunjukkan konfigurasi rangkaian cermin arus.



Gambar 2. 12 Rangkaian cermin arus [15]

Pertimbangan efek dari β transistor pada operasi cermin arus. Analisis didasarkan pada kedua transistor Q1 dan Q2 yang disesuaikan dan karena memiliki v_{GS} yang sama, maka arus emiter akan menjadi sama. Untuk menghitung arus yang mengalir dirangkaian cermin arus I_o dapat dilakukan dengan Pers.(2-37) berikut [16],

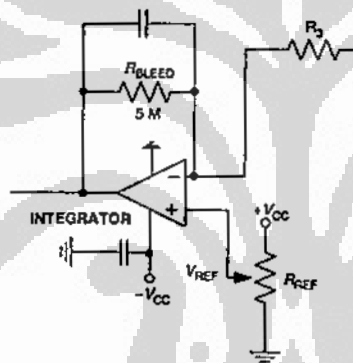
$$I_o = \frac{\beta}{\beta+1} I_S \quad (2 - 37)$$

Untuk menghitung arus referensi input cermin I_{ref} yang ditentukan oleh resistor yang terhubung pada catu daya positif V_{DD} dapat dilakukan dengan menggunakan Pers.(2-38) berikut [15],

$$I_{ref} = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{R} \quad (2 - 38)$$

2.2.3. RANGKAIAN INTEGRATOR

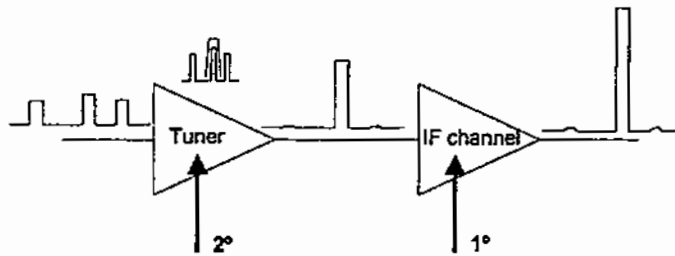
Rangkaian *integrator* yang digunakan untuk merancang AGC ditambahkan resistor paralel pada bagian umpan balik. Tujuan ditambahkannya resistor paralel tersebut adalah untuk membatasi nilai tegangan kendali yang akan dihasilkan oleh rangkaian *integrator* tersebut dan juga untuk menjaga agar nilai output dari rangkaian tersebut tidak terjadi saturasi, karena jika tanpa resistor *feedback* saat sinyal input memiliki frekuensi 0 (sinyal DC), kapasitor akan menjadi open, sementara nilai open loop op-amp sangat besar. Umumnya nilai dari resistor paralel adalah 10 kali dari nilai R3 Respon frekuensi pada rangkaian *integrator* ini berbanding terbalik dengan penguatan yang dihasilkannya. Jika frekuensi sinyal input semakin besar, maka penguatan yang terjadi akan semakin kecil atau dengan kata lain berfungsi sebagai *low pass filter*. Rangkaian *integrator* yang digunakan pada rangkaian AGC dapat ditunjukkan pada Gambar 2.13.



Gambar 2. 13 Rangkaian Integrator [10]

2.2.4. PERANCANGAN RANGKAIAN AGC

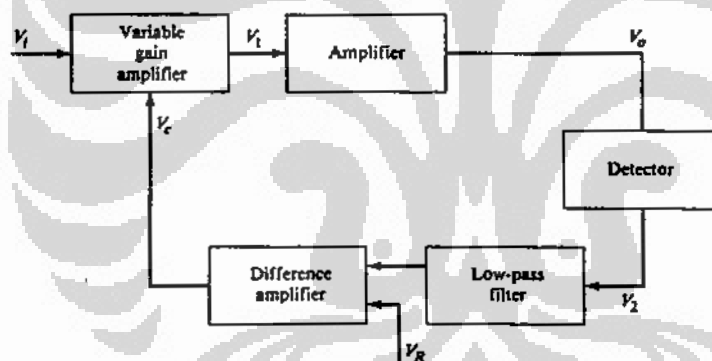
Input sistem RF biasanya dikonfigurasi kedalam dua blok yang berbeda seperti terlihat pada Gambar 2.22 yang menunjukkan arsitektur AGC, yaitu *Input tuner amplifier* untuk menyaring kanal yang diinginkan dan *Intermediate fixed frequency amplifier* (IF channel), blok yang melakukan penguatan terhadap sinyal yang telah disaring.



Gambar 2. 14 Rangkaian AGC [6]

Proses dari AGC terdiri dari dua tingkatan, proses pertama terjadi pada IF *amplifier*, kemudian dilanjutkan oleh proses pada *tuner*. Adapun tujuan utama dari bentuk konfigurasi AGC adalah untuk menjaga sistem agar tetap dapat bekerja secara optimal, yaitu menghasilkan daya keluaran tetap konstan berapapun nilai masukannya, mencapai suatu nilai SNR yang tinggi untuk sinyal lemah, dan menghindari terjadinya saturasi pada sinyal kuat.

Rangkaian AGC lengkap ditunjukkan pada Gambar 2.23. Dasar rangkaian AGC, adalah sinyal dikontrol harus disampel, dideteksi, disaring, dan ditempatkan pada *Variable Gain Amplifier (VGA)* dengan tujuan mengubah tingkat *gain*.



Gambar 2. 15 Diagram blok AGC [6]

VGA dapat dibentuk dengan membuat tegangan bias transistor pada basisnya menjadi bervariasi, dengan mengatur arus kolektor serta gain dari transistor atau meletakkan suatu attenuator variabel pengontrol tegangan atau arus pada input sebagai penguat *gain* tetap. Karena isi rangkaian biasanya dihasilkan dalam respon penguat lebih linear melalui *gain*, secara khusus dengan lebar sinyal input, maka dipilih melalui desain bias variabel dalam banyak aplikasi. Suatu tambahan kerugian jenis variabel bias adalah setiap perubahan terhadap bias transistor juga akan mengubah *S-parameter*-nya. Ini berarti bahwa tidak hanya

akan membuat *gain* bervariasi tapi juga akan kehilangan stabilitas penguat. Tingkat hilangnya stabilitas sama sekali bukan pilihan, sementara kehilangan perubahan dapat membuktikan masalah VGA jika dilekatkan pada rangkaian filter, karena respons filter tergantung pada impedansi sumber dan beban.

Di sini, V_o dan V_i adalah sinyal input dan output masing-masing, F adalah gabungan fungsi transfer filter dan perbedaan penguat. Tegangan keluaran V_o sebanding PV_i , di mana P mewakili gain VGA dan itu adalah fungsi kontrol tegangan V_C . Mengikuti jalur sinyal, yang dapat melihat bahwa kontrol tegangan diberikan pada Pers. (2-39) berikut [16],

$$V_C = (V_T - V_o)F \quad (2-39)$$

Karena berhubungan pada perubahan tegangan output karena perubahan pada input tegangan yang dapat mengambil derivatif V_o terhadap V_i , seperti yang ditunjukkan pada Pers. (2-40) berikut [16],

$$\frac{dV_o}{dV_i} = \frac{d}{dV_i}(PV_i) = P + V_i \frac{dP}{dV_i} \quad (2-40)$$

Terakhir turunan di sisi kanan dari persamaan dapat dikembangkan lebih lanjut menerapkan aturan rantai dan menggunakan persamaan untuk kontrol tegangan, seperti yang ditunjukkan pada Pers. (2-41) berikut [16],

$$\frac{dP}{dV_i} = \frac{dP}{dV_C} \frac{dV_C}{dV_i} = \frac{dP}{dV_C} \frac{dV_C}{dV_o} \frac{dV_o}{dV_i} = \frac{dP}{dV_C} (-F) \frac{dV_o}{dV_i} \quad (2-41)$$

Oleh karena itu, pernyataan untuk $\frac{dV_o}{dV_i}$ dapat ditulis ulang seperti pada Pers. (2-42) berikut [16],

$$\frac{dV_o}{dV_i} (1 + FV_i) \frac{dP}{dV_C} = P \quad (2-42)$$

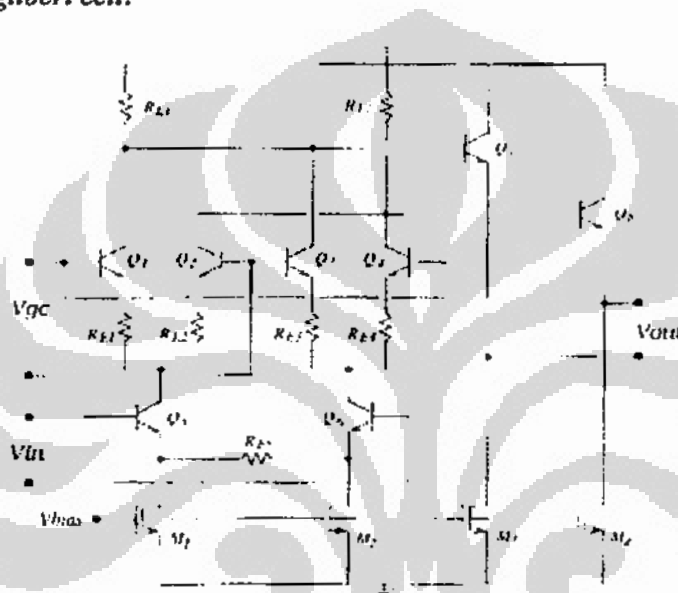
atau dapat ditulis dengan Pers. (2-43) berikut [16],

$$\frac{dV_o/V_o}{dV_i/V_i} = \left(1 + FV_i \frac{dP}{dV_C}\right)^{-1} \quad (2-43)$$

Jelas bahwa gain loop adalah fungsi dari sinyal input, yang diterjemahkan menjadi relatif tingkat non-linearitas dan merumitkan analisis respon dari sistem, karena lokasi tiang juga tergantung pada sinyal input. Namun demikian, adalah mungkin untuk numerik mengevaluasi parameter karakteristik dari loop jika $P(V_C)$ fungsi adalah mengetahui dan satu set awal kondisi diambil sebagai titik awal. Semua

sistem AGC dipertimbangkan di sini memberikan contoh yang terus-menerus dari sinyal keluaran dan penyesuaian yang terus-menerus VGA. Ada beberapa aplikasi di mana sinyal keluaran sampel pada interval waktu tertentu dan mendapatkan disesuaikan hanya pada interval tersebut. Sistem tersebut dikenal sebagai pulse-jenis sistem AGC dan analisis biasanya dilakukan dengan menggunakan teknik data sampel.

Dalam **Gambar 2.16** ditunjukkan konfigurasi rangkaian VGA dengan menggunakan *gilbert cell*.



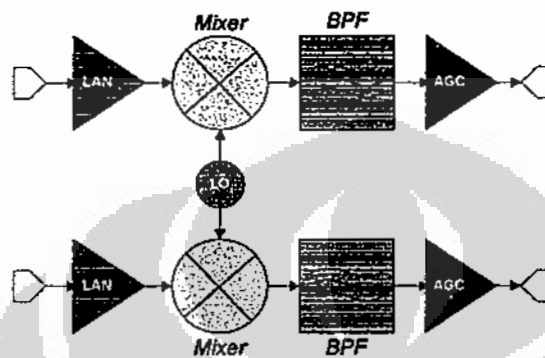
Gambar 2. 16 Rangkaian skematik VGA dengan menggunakan *Gilbert cell* [13]

Penguat VGA dengan *Gilbert Cell* dirancang dengan karakteristik *gain* eksponensial yang dikontrol dengan sinyal umpan balik sehingga dapat menjaga *bandwidth loop* AGC lebih stabil dibandingkan dengan tipe linear. Rangkaian VGA dapat dibentuk dengan membuat tegangan bias transistor pada basisnya menjadi bervariasi, dengan mengatur arus kolektor serta gain dari transistor atau meletakkan suatu attenuator variabel pengontrol tegangan atau arus pada input sebagai penguat *gain* tetap. *Gain* tegangan dari VGA mengubah polaritas sebagai perubahan tegangan kontrol sehingga membatasi rentang *tuning* tegangan kontrol. Penggunaan *Gilbert Cell* diharapkan dapat menghasilkan output yang stabil untuk tegangan variasi yang dihasilkan oleh input.

BAB 3 PERANCANGAN LNA DAN AGC

3.1. SISTEM RF PENERIMA m-WiMAX

Secara lengkap bentuk rancangan RF penerima MIMO 2x2 m-WiMAX dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.1.



Gambar 3. 1 Rancangan RF Penerima MIMO 2x2 m-WiMAX

Seperti yang telah dijelaskan dalam bab 2 tentang bentuk sistem RF penerima, bahwa rancangan RF penerima m-WiMAX terdiri atas LNA, *Mixer*, BPF, dan AGC. Sistem RF penerima di masing-masing rangkaian pendukung RF memiliki alur kerja sebagai berikut, sinyal RF ditangkap oleh antena pada rentang frekuensi 2,3GHz. Kemudian sinyal RF yang diterima tersebut dikuatkan oleh LNA dengan meminimalisasi *noise* yang tersedia di sinyal RF tersebut. Untuk mendapatkan sinyal IF maka diproses oleh *mixer* dengan sistem *down-converting*. Untuk menghilangkan dan melemahkan sinyal yang tidak diharapkan setelah diproses oleh rangkaian sebelumnya, maka digunakan BPF. Pada tahap akhir dari sistem rangkaian RF penerima m-WiMAX ini adalah dilakukan penguatan serta menjaga terjadinya fluktuasi daya sehingga tetap stabil oleh AGC.

Untuk memudahkan dalam perancangan RF penerima m-WiMAX, diperlukan standar sebagai parameter yang digunakan dalam perancangan. Parameter dapat diambil dari standar yang dikeluarkan oleh IEEE 802.16, sistem regulasi yang dikeluarkan oleh pemerintah, atau sumber-sumber lain yang telah tersedia. Parameter yang digunakan dalam perancangan RF penerima m-WiMAX dapat ditunjukkan dalam Tabel 3.1.

**Tabel 3. 1 Parameter Umum Perancangan LNA dan AGC
Pada RF Penerima m-WiMAX [10][19][21]**

Parameter	Konfigurasi
Frekuensi RF	2,3 GHz
Frekuensi IF	100 MHz
<i>Bandwidth</i>	5 MHz
Sensitivitas daya	≤ -71 dBm
<i>Gain</i>	>16 dB
SNR	21 dB
<i>Return loss Input (IRL) dan Output (ORL)</i>	<-10 dB
<i>Noise figure</i>	<1 dB
VSWR	1 – 2
Konstanta Boltzmann	$1,38 \times 10^{-23}$
Stabilitas	$K > 1$
<i>Matching Impedance Input dan Output</i>	50Ω

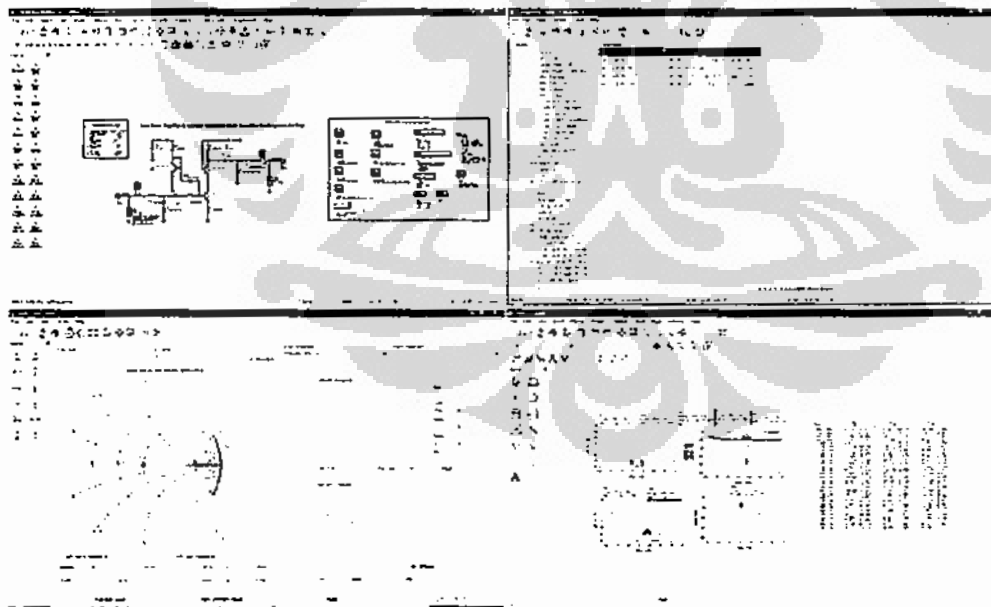
Dalam perancangan LNA dan AGC pada RF penerima m-WiMAX digunakan rentang frekuensi 2,3GHz. Penggunaan frekuensi tersebut karena diperkirakan m-WiMAX di Indonesia menggunakan rentang frekuensi tersebut. frekuensi IF sebesar 100MHz diperoleh dari proses *down-converting* oleh *mixer* yang digunakan sebagai parameter pada perancangan AGC. *Bandwidth* sebesar 5MHz diambil dari lebar pita frekuensi yang dihasilkan oleh BPF.

Parameter penting dalam perancangan rangkaian LNA, yaitu *gain*, NF, stabilitas, dan sensitivitas daya. Parameter *gain* yang digunakan dalam perancangan LNA adalah lebih dari 16dB, NF kurang dari 1dB, stabilitas lebih dari 1, dan sensitivitas daya kurang dari -71dBm. Pada sensitivitas daya disesuaikan pada standar yang dikeluarkan oleh 806.16e-2005 dengan menggunakan sistem modulasi 64QAM-3/4. Sedangkan untuk keperluan pembentukan *matching impedace* maka dilakukan perhitungan besar *return loss* dengan ditentukan maksimum -10dB. Kemudian dilakukan perhitungan besar VSWR dengan ditentukan rentangnya dari 1 hingga 2. Besar VSWR sangat berhubungan sekali dengan besar *return loss*. Dengan menghitung kedua parameter tersebut sehingga dapat menentukan keberhasilan perancangan perangkat RF. Terakhir, menentukan besar *matching impedance* pada input dan output dari rangkaian RF dengan diberikan sebesar 50Ω .

3.2. TAHAPAN PERANCANGAN RF PENERIMA m-WiMAX

Dalam perancangan RF penerima *Mobile WiMAX* digunakan perangkat lunak *Advanced Design System (ADS) 2009 Update 1*. Penggunaan perangkat lunak ini diharapkan dapat membantu dalam perancangan rangkaian RF, seperti mensimulasikan bentuk rangkaian RF dengan didukung komponen-komponen yang diperlukan dalam perancangan sesuai dengan keadaan fisik aslinya dan didukung penunjukkan data yang diperlukan dan dihasilkan selama perancangan dan pengukuran agar dapat dianalisa.

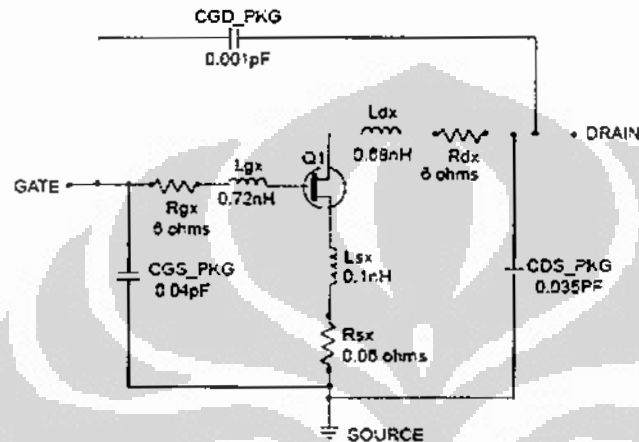
Selama perancangan akan dilakukan beberapa tahapan, antara lain pemilihan komponen yang akan digunakan dalam rangkaian, pemilihan bentuk rangkaian untuk mendukung rangkaian RF, perhitungan yang diperlukan untuk mendapatkan besar ukuran komponen yang sesuai untuk rangkaian RF, melakukan *tuning* jika terjadi ketidaksesuaian selama perancangan sehingga diperoleh hasil yang diinginkan, dan melakukan analisa hasil rangkaian yang telah dihasilkan oleh rangkaian, baik berdasarkan grafis yang disajikan menurut jenis-jenis pengukuran yang dilakukan maupun dalam bentuk tertulis dengan menunjukkan tabel. Tahapan perancangan LNA dan AGC dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.2.



Gambar 3. 2 Tahapan perancangan LNA dan AGC pada RF penerima m-WiMAX dengan menggunakan ADS

3.3. TRANSISTOR HJ-FET

Dalam perancangan disini, digunakan transistor NEC NE3210S01. Transistor merupakan *Super Low Noise* HJ FET yang digunakan untuk aplikasi dengan biaya yang murah pada rentang frekuensi hingga 12 GHz. NEC NE3210S01 terdiri dari tiga kaki, yaitu *gate*, *drain*, dan *source*. Transistor ini memiliki *noise figure* yang rendah dan memiliki kelinieran yang tinggi. Pada Gambar 3.3 menunjukkan model nonlinear HJ-FET NE3210S01.



Gambar 3. 3 Model nonlinear NEC NE3210S01 [20]

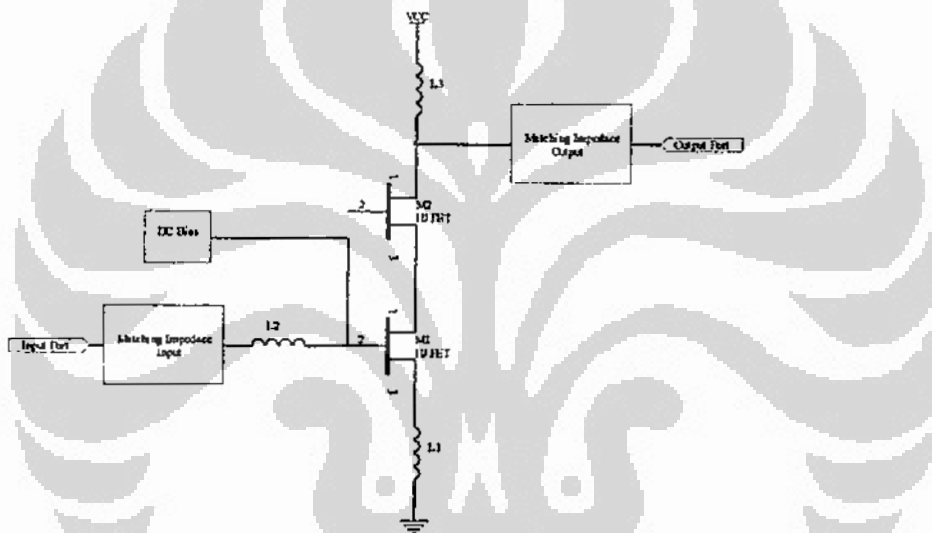
Transistor NEC NE3210S01 merupakan pseudomorphic Hetero-Junction FET yang menggunakan sambungan antara Si-doped AlGaAs dan undoped InGaAs untuk menciptakan elektron mobilitas yang sangat tinggi. Transistor NEC NE3210S01 memiliki beberapa karakteristik, antara lain *super low noise figure* pada 0.35 dB pada frekuensi 12 GHz, *high associated gain* pada 13.5 dB pada frekuensi 12 GHz, serta memiliki panjang *Gate* $L_G \leq 0.20\mu\text{m}$, lebar *Gate* $W_G \leq 160\mu\text{m}$. Keseluruhan karakteristik dari transistor Transistor NEC NE3210S01 dapat ditunjukkan pada Tabel 3.2.

Tabel 3. 2 Karakteristik Transistor HJ-FET NE3210S01 [20]

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

3.4. PERANCANGAN RANGKAIAN LNA

Perancangan LNA pada penelitian ini menggunakan metode *current-reused*. Seperti yang telah dijelaskan dalam bab 2 bahwa rangkaian LNA dibentuk atas blok *matching impedance*, blok DC bias, dan blok penguat. Terdapat beberapa fungsi rangkaian berdasarkan kegunaannya, yaitu rangkaian penguat dan pembentuk *cutoff*. Pada rangkaian penguat berfungsi untuk menguatkan daya jika sinyal yang diterima lemah. Sedangkan pembentuk *cutoff*, berfungsi sebagai pengatur rangkaian penguat agar bekerja dengan baik. Rangkaian pembentuk *cutoff* ini dapat di-*tuning* sehingga penguat dapat bekerja pada rentang kerja yang diinginkan. Struktur LNA dengan metode *current-reused* dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.4.



Gambar 3. 4 Blok diagram perancangan LNA dengan metode *current-reused*

Dari Gambar 3.4 dapat diuraikan sebagai berikut, transistor M1 merupakan transistor input dan M2 bertugas sebagai transistor kaskade. Transistor kaskade M2 memiliki dimensi yang sama dengan M1. Hal ini memiliki keuntungan pada *drain* M1 yang dapat digabungkan dengan *source* M2. Penggabungan antara transistor M1 dan M2 berguna untuk mereduksi *parasitic capacitance* secara signifikan. Transistor M1 dibias menggunakan suatu konsep pencerminan arus. Suatu penambahan resistansi bias digunakan untuk meningkatkan *impedance* input yang terlihat dari M1 menuju rangkaian bias. Impedansi yang sangat tinggi maka semakin sedikit rangkaian bias yang akan mempengaruhi kinerja RF. Arus

bias dibentuk dengan R_{ref} yang mana 10 kali lebih rendah dibandingkan arus yang melalui M1 untuk mereduksi disipasi daya. Induktor L1 menunjukkan ikatan pengkabelan antara *source* M1 ke *ground*. Induktor L2 dan L3 digunakan sebagai *tune* LNA. Blok impedansi *matching* merupakan rangkaian filter yang akan membentuk rangkaian dengan ditentukan besarnya sebesar 50Ω .

Rangkaian DC *Bias* digunakan untuk mengoptimalkan *noise* yang akan masuk pada penguat dengan mengatur arus *bias*-nya. Rangkaian DC *bias* dibentuk oleh tiga komponen, yaitu transistor M3, R_{ref} , dan R_{bias} . Transistor M3 berfungsi sebagai pembentuk cermin arus bersama M1, dan lebarnya menjadi beberapa pecahan kecil dari lebar M1 untuk meminimalisasikan pengeluaran tambahan daya dari rangkaian *bias*. Arus yang melalui M3 dibentuk oleh tegangan catu daya dan R_{ref} pada hubungan dengan V_{gs} dari M3. Resistor Bias (R_{bias}) dipilih cukup besar agar arus *noise* yang cukup kecil dapat diabaikan.

Untuk keperluan desain desain LNA dibutuhkan beberapa parameter-parameter yang digunakan sebagai inialisasi dalam perancangan. Parameter tersebut dapat ditunjukkan didalam Tabel 3.3.

Tabel 3. 3 Parameter Desain LNA [10][19][21]

Parameter	Konfigurasi
Frekuensi RF	2,3 GHz
Sensitivitas daya	≤ -71 dBm
Gain	>16 Db
Noise Figure	< 1 dB
Stabilitas	$K > 1$
Return loss Input (IRL) dan Output (ORL)	< -10 dB
VSWR	1 – 2
Power supply	$V_{dc} = 3,7$ volt
Arus	$I_{ds} = 15$ mA – 70 mA
high-input IP3	> 5 dBm
output IP3	20 dBm
Matching Impedance Input dan Output	50Ω

Seperti yang telah dijelaskan dalam bab 2, *matching impedance* memiliki fungsi sebagai penyesuaian antara impedansi yang ada pada sisi sumber atau beban terhadap impedansi transistor. Penyesuaian impedansi tersebut bertujuan untuk mendapatkan *return loss* sesuai dengan parameter yang telah ditetapkan, yaitu kurang dari -10 dB. Pembentukan *matching impedance* dalam rangkaian

LNA ditentukan agar diperoleh resistansi impedansi sebesar 50Ω dikedua sisi input dan output rangkaian. Dengan adanya *matching impedance* juga digunakan untuk memperbaiki kestabilan dari kerja transistor dimana kestabilannya ditentukan lebih besar dari 1.

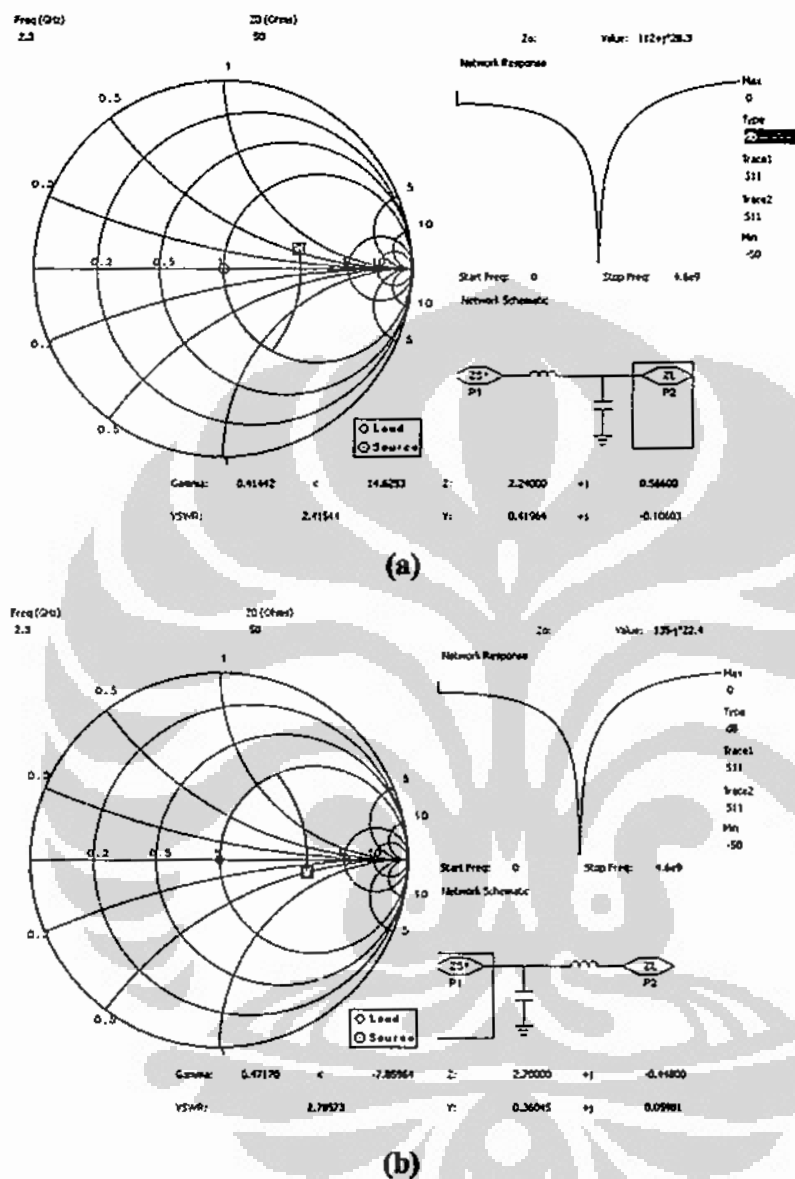
Untuk membentuk rangkaian *matching impedance*, dilakukan perhitungan dengan menggunakan *s-parameter* untuk mendapatkan besar $S(1,1)$, $S(1,2)$, $S(2,1)$, dan $S(2,2)$. Persamaan untuk mendapatkan besar *s-parameter* dapat menggunakan Pers.(2.1). Besar nilai *s-parameter* digunakan untuk mendapatkan besar koefisien refleksi sumber (Γ_S) yang merupakan nilai impedansi dari transistor yang terlihat pada inputnya dan koefisien refleksi beban (Γ_L) yang merupakan impedansi dari transistor yang terlihat pada outputnya. Besar kedua koefisien Γ_S dan Γ_L dapat dihitung dengan menggunakan Pers(2.7). dengan diperolehnya besar kedua koefisien refleksi sumber dan beban maka dapat dilakukan perhitungan impedansi input (Z_{in}) dan output (Z_{out}) transistor. Perhitungan untuk mendapatkan besar Z_{in} dan Z_{out} dapat dilakukan dengan menggunakan Pers(2.7). Hasil dari perhitungan Z_{in} dan Z_{out} dapat ditunjukkan dalam Tabel 3.4.

Tabel 3. 4 Impedansi Input Dan Output Pada LNA

freq	Z_{in}	Z_{out}
1.500 GHz	64.042 - j115.732	11.473 + j12.989
1.600 GHz	63.210 - j89.543	11.966 + j13.296
1.700 GHz	62.310 - j65.195	12.459 + j13.484
1.800 GHz	61.356 - j42.368	12.888 + j13.522
1.900 GHz	60.361 - j20.809	13.163 + j13.429
2.000 GHz	59.336 - j0.318	13.213 + j13.289
2.100 GHz	58.291 + j19.267	13.040 + j13.223
2.200 GHz	57.233 + j38.076	12.722 + j13.317
2.300 GHz	56.169 + j56.217	12.356 + j13.586
2.400 GHz	55.104 + j73.780	12.010 + j13.997
2.500 GHz	54.044 + j90.837	11.715 + j14.504
2.600 GHz	52.992 + j107.452	11.477 + j15.070
2.700 GHz	51.952 + j123.676	11.291 + j15.668
2.800 GHz	50.926 + j139.554	11.148 + j16.284
2.900 GHz	49.918 + j155.123	11.038 + j16.906
3.000 GHz	48.929 + j170.416	10.955 + j17.531

Dari hasil yang diperoleh dalam Tabel 3.4, kemudian mengambil besar Z_{in} dan Z_{out} dalam frekuensi kerja 2,3GHz. Besar Z_{in} diperoleh $56,169 + j56,217$ dan Z_{out} diperoleh $12,356 + j13,586$. Besar hasil yang diperoleh dari Z_{in} dan Z_{out} selanjutnya digunakan untuk memperoleh konfigurasi rangkaian

matching impedance input dan output. Perhitungan dan hasil pembentukan rangkaian *matching impedance* input dan output dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.5.



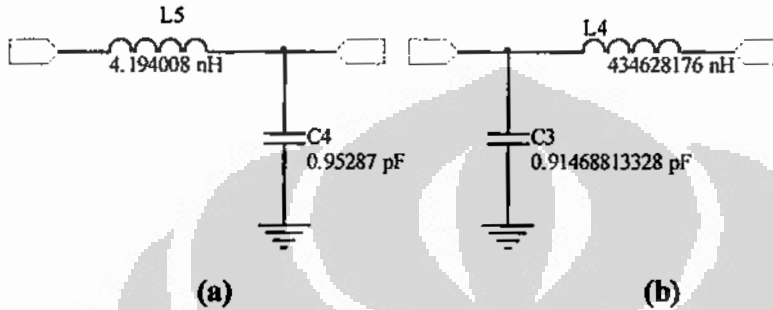
Gambar 3.5 Perhitungan dengan menggunakan smith-chart. (a) Untuk impedansi input Z_{in} LNA. (b) Untuk impedansi output Z_{out} LNA.

Dari pencarian nilai impedansi input dan output untuk rangkaian LNA didapatkan rangkaian impedansi input dan output yang dikonfigurasi dengan rangkaian LC. Perhitungan untuk mendapatkan rangkaian *matching impedance* dapat dilakukan dengan menggunakan Pers(3.1) [1].

$$R_p \approx R_s Q^2 = R_s \left(\frac{1}{\omega_o R_s C} \right)^2 = \frac{1}{R_s} \frac{L_s}{C} \quad (3-1)$$

dimana R_p dan R_s adalah resistansi yang ditentukan besarnya 50Ω , ω_o adalah frekuensi kerja rangkaian, C adalah kapasitansi dari rangkaian *impedance matching*, dan L_s adalah induktansi dari rangkaian *impedance matching*.

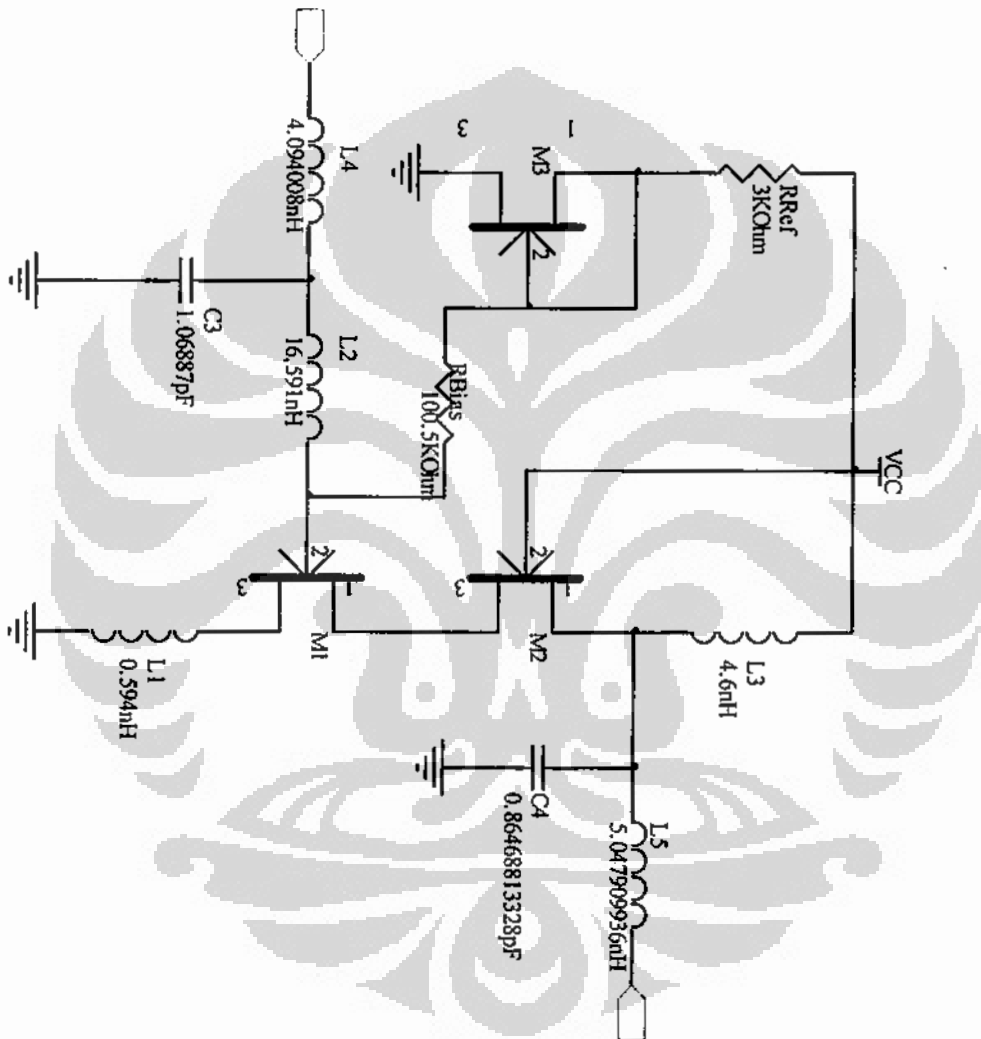
Konfigurasi rangkaian *matching impedance* dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.6.



Gambar 3. 6 Rangkaian *matching impedance* (a) input dan (b) output untuk rangkaian LNA

Perancangan orde pertama dapat diwujudkan dengan menetapkan frekuensi kerja pada 2,3GHz. Pertama kali dilakukan perhitungan nilai induktor L1. Untuk menghitung L1 diperlukan parameter sebagai berikut, besar nilai impedansi Z_{in} diperoleh $56,169 + j56,217$, nilai C_{gs} dari *datasheet* NE3210S01 sebesar $0,36\text{pF}$, dan nilai G_m dari *datasheet* NE3210S01 sebesar 55mS . Maka dengan menggunakan pers.(2-23) diperoleh besar L1 sebesar $0,594\text{nH}$. Untuk menghitung induktor L2 maka perlu diketahui besar nilai C_{gs} . Meresonansi kapasitansi ini diperlukan induktansi total hingga 20nH , maka L2 ditentukan sebesar $16,591\text{nH}$. Rbias ditentukan sebesar $100,5\text{k}\Omega$ untuk meningkatkan impedansi yang terjadi pada M_1 terhadap rangkaian *bias*. Dengan impedansi yang semakin tinggi maka semakin sedikit rangkaian *bias* mempengaruhi kinerja RF. Arus *bias* diatur dengan R_{ref} yang bernilai 10 kali lebih rendah dibandingkan dengan arus yang melalui M_1 . Hal ini bertujuan untuk mengurangi disipasi daya.

Setelah diperoleh konfigurasi rangkaian DC *bias* dan *matching impedance*, selanjutnya seluruh rangkaian tersebut digabungkan kedalam rangkaian dasar LNA. Secara lengkap rangkaian LNA dengan metode *current-reused* dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.7.



Gambar 3. 7 Rangkaian LNA dengan metode current-reused

3.5. PERANCANGAN RANGKAIAN AGC

Pada sistem *mobile* WiMAX, rangkaian AGC terletak di bagian *RF* penerima setelah rangkaian mixer dan sebelum masuk rangkaian *baseband*. Rangkaian AGC pada suatu sistem *Mobile* WiMAX terdapat pada bagian *RF* penerima berfungsi untuk menjaga sinyal output agar mendapatkan suatu nilai tertentu yang konstan. Parameter rangkaian AGC ditunjukkan dalam Tabel 3.5.

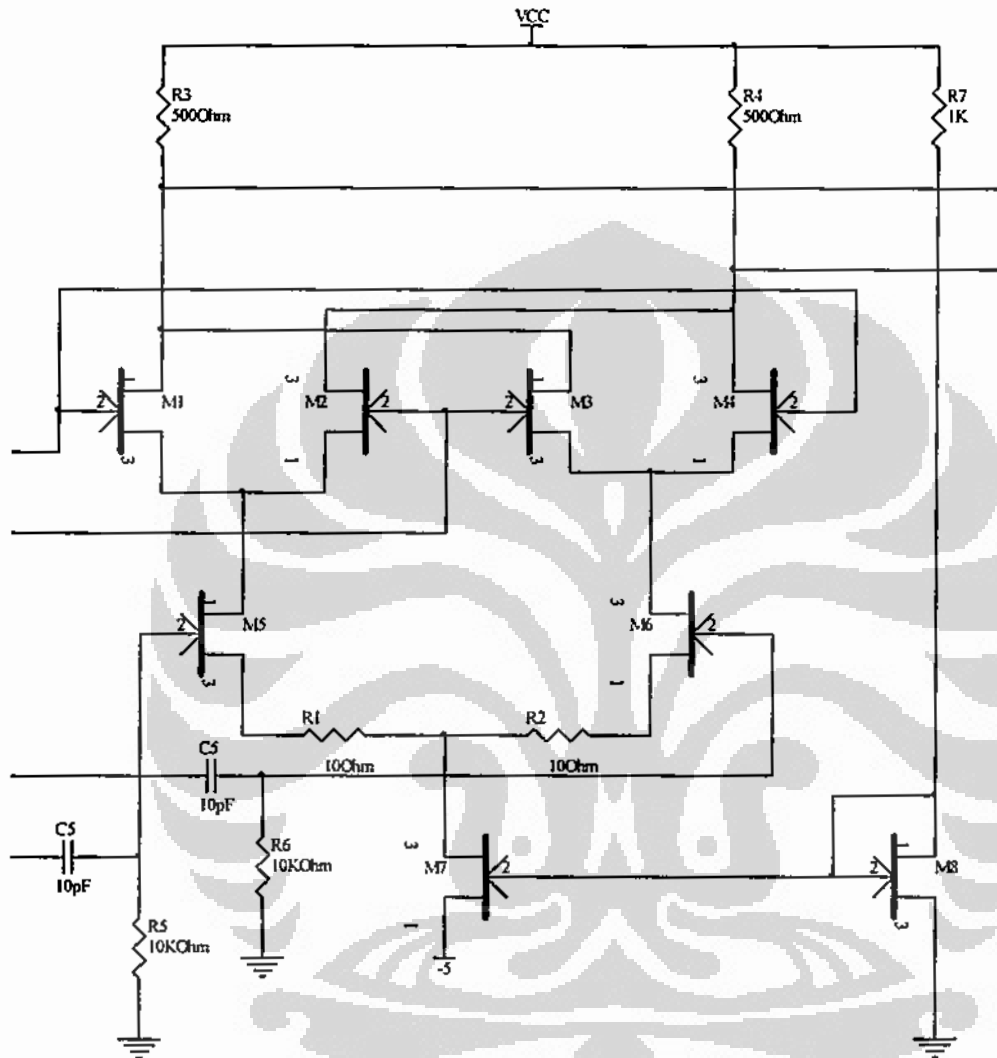
Tabel 3. 5 Parameter Perancangan AGC [6][19][21]

Parameter	Konfigurasi
Frekuensi RF	2,3 GHz
Frekuensi IF	100MHz
Daya Output IF	5,217 dBm
<i>Gain</i> Maksimum	>61.217 dB
Lebar pita kanal	5 MHz
Modulasi	64-QAM
Code Rate	$\frac{3}{4}$
SNR (Penerima)	21 dB
<i>Matching Impedance</i>	50 Ω

Untuk menentukan spesifikasi dari AGC yang dirancang maka perlu didasarkan pada spesifikasi daya input yang diterima LNA. Berdasarkan pada rangkaian LNA, digunakan rentang daya input antara -100dBm hingga -20dBm dengan besar penguatan yang dihasilkan oleh LNA sekitar 20dBm. Maka diharapkan dari rangkaian AGC akan diperoleh *gain* maksimum lebih dari 61dB dan daya output IF stabil sekitar 5,217dBm.

Seperti yang telah dijelaskan pada bab 2 bahwa rangkaian AGC terdiri dari VGA, detektor, dan penguat differensial. Dalam penelitian ini akan dirancang rangkaian VGA dengan menggunakan metode *Gilbert Cell*. Hal ini bertujuan untuk memanfaatkan karakteristik *gain* eksponensial yang diatur oleh sinyal umpan balik sehingga dapat menjaga *bandwidth loop* AGC menjadi lebih stabil. Rangkaian VGA dapat dibentuk dengan membuat tegangan *bias* pada basis transistor menjadi bervariasi. Selanjutnya dapat juga dibentuk dengan mengatur arus kolektor dan *gain* transistor atau meletakkan pengatur tegangan atau arus berupa *variable attenuator* pada input yang bertujuan sebagai penguat *gain* tetap. Tegangan *gain* VGA mengubah polaritas sebagai perubahan tegangan kontrol

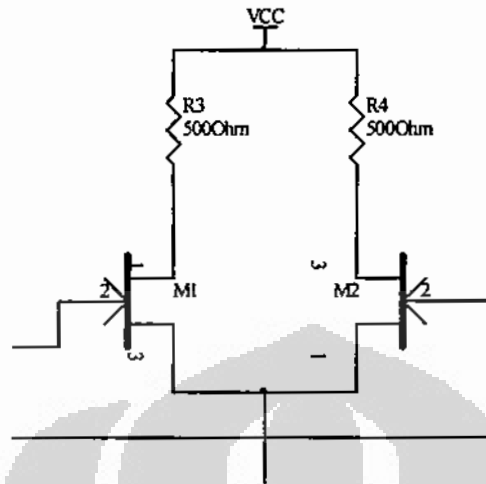
agar dapat membatasi rentang penalaan tegangan kontrol. Dengan menggunakan metode *Gilbert Cell* diharapkan dapat menghasilkan output yang stabil pada saat tegangan input bervariasi. Konfigurasi rangkaian VGA dengan menggunakan metode *Gilbert Cell* dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.8



Gambar 3. 8 Rangkaian *Gilbert Cell*

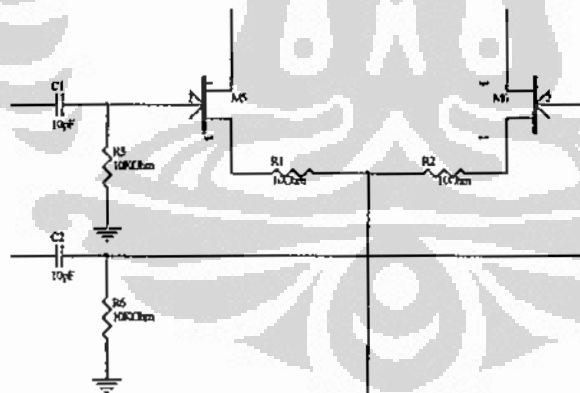
Rangkaian VGA terbentuk dari delapan buah transistor utama, yaitu transistor M1, M2, M3, dan M4 bertugas sebagai *switching* untuk umpan balik VGA, transistor M5 dan M6 bertugas sebagai penerima input sinyal RF, dan transistor M7 dan M8 bertugas sebagai DC bias.

Gambar 3.9 menunjukkan konfigurasi dasar penguat differensial berpasangan pada FET.



Gambar 3. 9 Dasar penguat differensial berpasangan pada FET

Rangkaian penguat differensial terdiri dari dua transistor yang sama dengan masing-masing saling berlawanan arah. Rangkaian tersebut memiliki emitor yang saling terhubung dan di-bias dengan sumber arus konstan. Kedua kolektor transistor terhubung dengan V_{CC} . Konfigurasi transistor M_1 dan M_2 dibentuk agar tidak terjadi saturasi. Untuk menghitung resistor di kedua kolektor transistor dapat dilakukan dengan menggunakan Pers.(2,31).



Gambar 3. 10 Dasar input untuk sinyal RF

Gambar 3.10 menunjukkan konfigurasi dasar input sinyal RF. Konfigurasi ini dibentuk dengan menggunakan dua transistor kembar yang saling berlawanan arah. Input sinyal RF melalui kapsitor C1 dan C2 yang tersusun paralel terhadap

resistor R5 dan R6. Kapasitor tersebut memiliki tujuan untuk mencegah arus DC melalui input sinyal RF, sedangkan resistor bertujuan untuk menahan sinyal RF yang tidak diinginkan. Besar kapasitor ditentukan 10pF sedang resistor ditentukan 10K Ω

Transistor M5 dan M6 berlaku sebagai DC bias. DC Bias pada konfigurasi transistor tersebut berlaku sebagai *self bias* dimana tegangan pada *gate* transistor akan ditentukan oleh *source* transistor. Selanjutnya untuk menghitung resistor R1 dan R2 yang masing-masing terpasang di-*source* transistor, dapat dilakukan dengan menggunakan Pers.(2,35). Besar resistor R1 dan R2 tersebut terpasang dengan nilai yang sama.

Gambar 3.10 menunjukkan konfigurasi dasar DC bias aktif. Konfigurasi tersebut terdiri atas dua transistor kembar saling berhadapan, berlaku sebagai cermin arus.



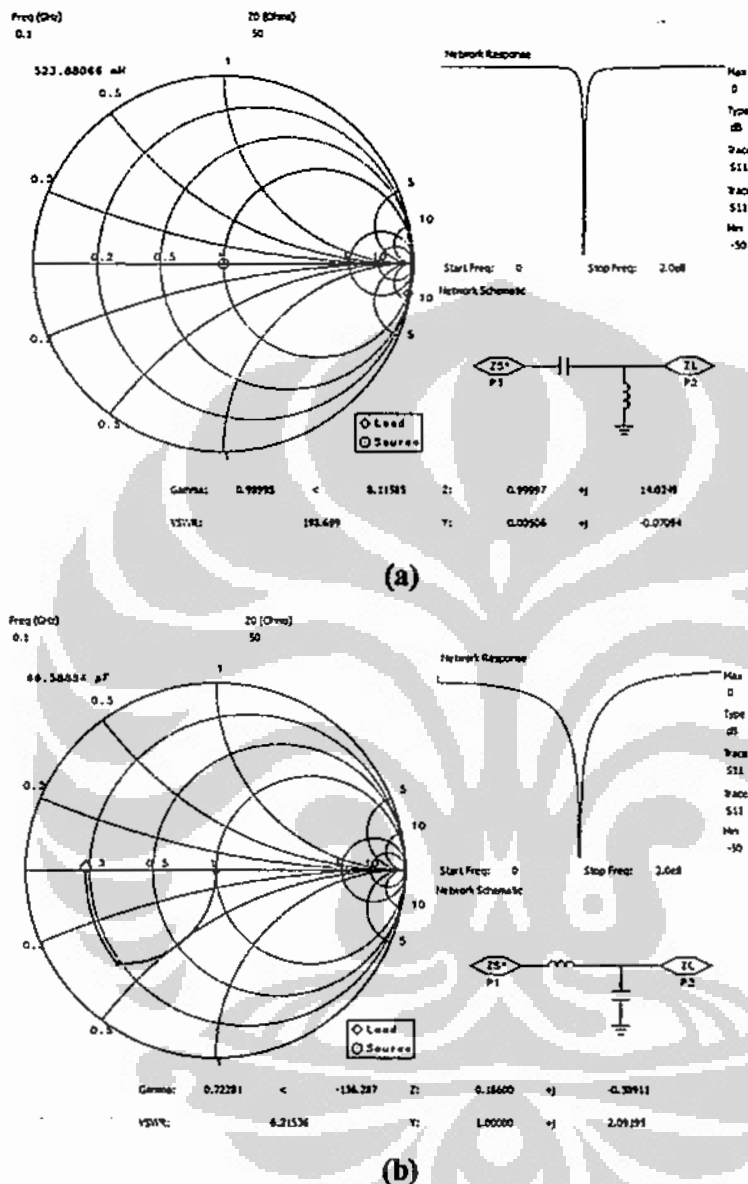
Gambar 3. 11 Rangkaian dasar DC bias aktif.

Dalam merancang VGA dibutuhkan rangkaian *impedance matching* untuk menghasilkan efisiensi yang tinggi antara sumber terhadap daya yang diterima pada beban. Pertama yang harus dilakukan adalah menghitung impedansi pada input (Z_{in}), dan output (Z_{out}). Besar Z_{in} dan Z_{out} pada VGA dapat ditunjukkan dalam Tabel 3.6.

Tabel 3. 6 Impedansi Z_{in} dan Z_{out} Pada AGC

freq	Z_{in1}	Z_{in2}	Z_{out}
100.0 MHz	16.783 + j0.518	1.347E3 - j817.585	9.282 + j0.473
200.0 MHz	16.787 + j1.037	1.177E3 - j880.339	9.283 + j0.947
300.0 MHz	16.794 + j1.554	974.214 - j749.111	9.285 + j1.420
400.0 MHz	16.803 + j2.071	788.403 - j765.906	9.289 + j1.893
500.0 MHz	16.815 + j2.588	632.162 - j745.984	9.293 + j2.367
600.0 MHz	16.829 + j3.103	511.861 - j707.387	9.298 + j2.840
700.0 MHz	16.844 + j3.617	419.698 - j661.810	9.304 + j3.314
800.0 MHz	16.862 + j4.131	349.183 - j615.441	9.311 + j3.788

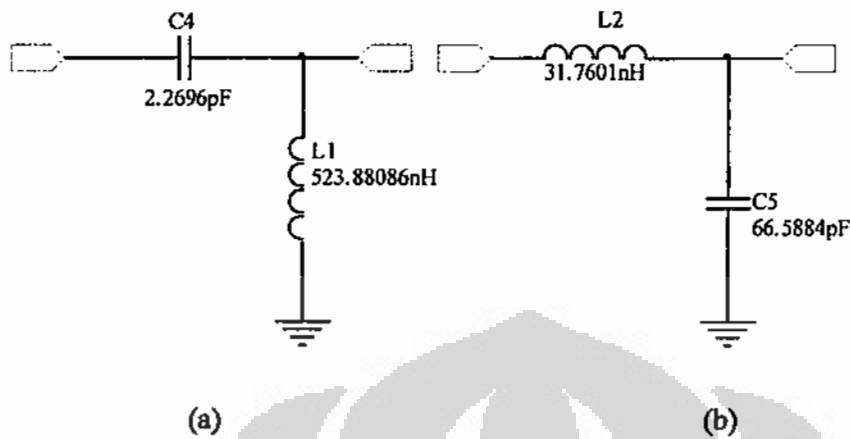
Hasil Z_{in} dan Z_{out} yang diperoleh kemudian dicari karakteristinya dengan menggunakan *smith chart* untuk mendapatkan respon *netwok*-nya. Pengukuran dengan menggunakan *smith-chart* dapat ditunjukkan pada Gambar 3.12.



Gambar 3. 12 Pengukuran dengan menggunakan *smith-chart* untuk (a) impedansi input Z_{in} AGC dan (b) impedansi output Z_{out} AGC.

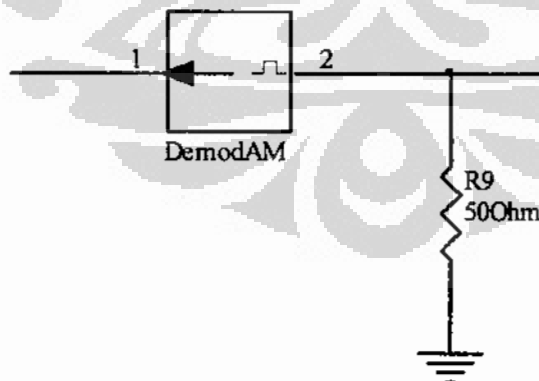
Rangkaian *impedance matching* seperti pada Gambar 3.13 dirancang dengan menggunakan *smith chart* dengan frekuensi 100 MHz dan nilai input dan *output matching* yang dikehendaki adalah 50Ω . Karena pada rangkaian impedansi

input matching susah diperoleh kecuramannya maka rangkaian diubah agar diperoleh kecuraman yang sesuai.



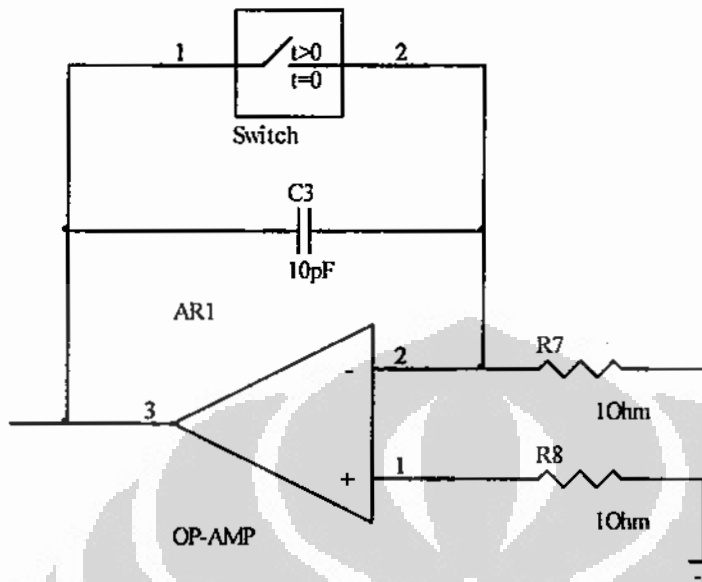
Gambar 3. 13 (a) Rangkaian impedance input matching untuk AGC, (b) Rangkaian impedance output matching untuk AGC

Prinsip dasar dalam perancangan AGC adalah sinyal output yang dikendalikan dengan mengubah gelombang sinyal output menjadi gelombang DC. Gelombang DC tersebut selanjutnya dibandingkan terhadap tegangan referensi sehingga menghasilkan tegangan sinyal kontrol yang akan mengatur *gain* penguat. Untuk mendapatkan gelombang DC, maka digunakan AM *demodulator* yang berlaku sebagai detektor agar membuat output sinyal IF yang memiliki frekuensi 100MHz menjadi gelombang DC dengan frekuensi 0Hz. Konfigurasi detektor dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.13.



Gambar 3. 14 Rangkaian detektor AGC

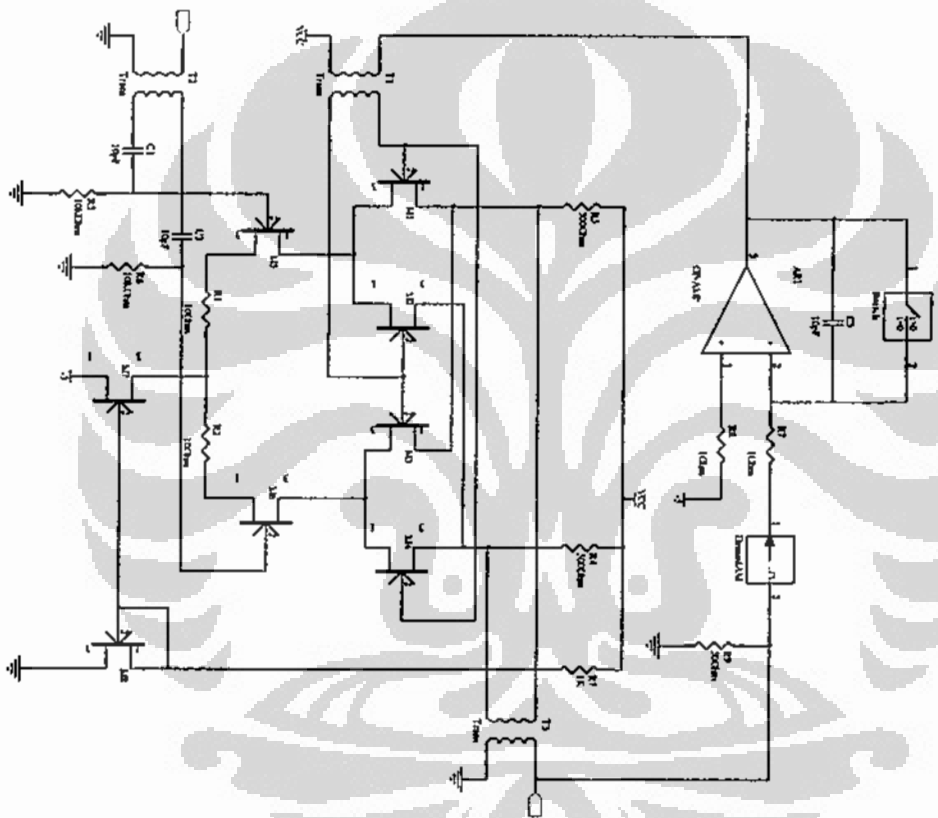
Rangkaian integrator pada perancangan AGC dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.15.



Gambar 3. 15 Rangkaian integrator

Pada *integrator*, tegangan output dari *detector* akan dibandingkan dengan tegangan acuan. Jika tegangan output dari *detector* lebih rendah dari tegangan acuan, atau dengan kata lain input sinyal rendah, maka output dari integrator akan mendekati 0 V menuju ke VGA. Jika tegangan output dari *detector* ternyata lebih besar dari tegangan acuan, maka tegangan negatif yang bernilai besar akan ditempatkan pada bias input pada bias VGA. Beberapa *bias controlled* VGA mungkin membutuhkan tegangan yang berlawanan, dimana hal tersebut dapat dilakukan dengan menggunakan *inverting amplifier* bersamaan dengan tegangan *supply* positif untuk *integrator*. Rangkaian integrator ini dijalankan dengan menggunakan *switch* yang diberikan pulsa sebesar 100mdetik. Pada saat $t=0$, tegangan output dari integrator akan mendekati 0V, sedangkan pada saat $t>0$, tegangan output dari integrator akan menyesuaikan tegangan output menjadi lebih stabil sehingga akan diperoleh tegangan kontrolnya.

Keseluruhan dari rangkaian yang telah diberikan diatas, rangkaian VGA, detektor dan rangkaian integrator, selanjutnya digabungkan menjadi rangkaian AGC secara lengkap. Konfigurasi rangkaian AGC dapat ditunjukkan dalam Gambar 3.16.



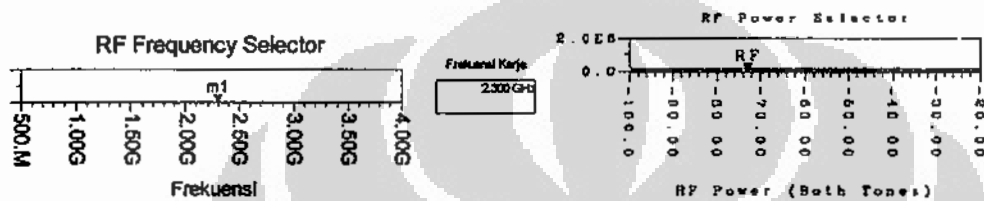
Gambar 3. 16 Rangkaian AGC dengan Gilbert Cell

BAB 4

ANALISA SISTEM

4.1. ANALISA RANGKAIAN RF

Dalam analisa sistem pada RF penerima *Mobile WiMAX* akan dilakukan pengujian pada LNA dan AGC yang digabungkan menjadi rangkaian RF pada penerima CPE dengan rangkaian penyusun RF lainnya, seperti BPF dan *mixer*. Pengujian dilakukan pada frekuensi 2,3GHz.



Gambar 4. 1 Pemilihan frekuensi kerja dan daya input

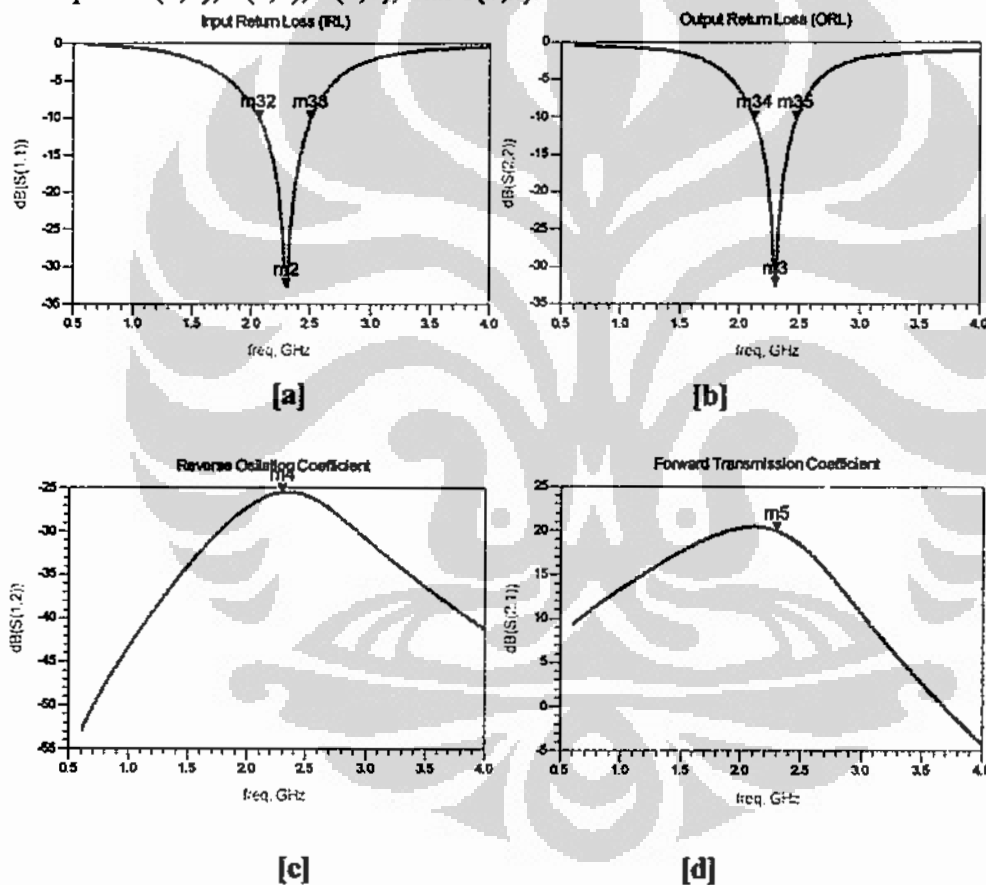
4.2. ANALISA RANGKAIAN LNA

Analisa yang dilakukan pertama kali adalah pada pengujian S-Parameter dari LNA. *S-parameter* dapat memberikan karakteristik terhadap kemampuan yang diberikan rangkaian LNA berdasarkan frekuensi dan titik bias yang berbeda. *S-parameter* digunakan dalam desain rangkaian *matching network* input dan output pada *gain* maksimum, hingga menentukan koefisien refleksi input dan output dari beberapa rangkaian linear yang dibatasi pada kedua *port*-nya dengan 50Ω . Selain itu juga, *S-parameter* memberikan informasi tentang perhitungan *gain*, *return loss*, stabilitas, dan impedansi input dan output yang dihasilkan oleh rangkaian LNA. Secara hasil pengujian S-Parameter pada LNA pada $S(1,1)$, $S(1,2)$, $S(2,1)$, dan $S(2,2)$ dapat ditunjukkan pada Gambar 4.1.

Input Return Loss (IRL) [(S(1,1))dB]	Reverse Transmission Coefficient [(S(1,2))dB]	Forward Transmission Coefficient [(S(2,1))dB]	Output Return Loss (ORL) [(S(2,2))dB]
-32.675	-25.512	19.956	-32.636

Dari Gambar 4.1 diperoleh hasil pengujian yang dilakukan pada rangkaian LNA dengan frekuensi kerja 2,3GHz, diperoleh *input return loss* (IRL) pada titik S(1,1) diperoleh sebesar -32,675dB dan *output return loss* (ORL) pada titik S(2,2) diperoleh sebesar -32.636dB. kedua besaran tersebut sesuai dengan parameter yang diharapkan bahwa IRL dan ORL dibawah < -10dB. Selain itu, juga diperoleh *reverse-transmission coefficient* pada titik S(1,2) diperoleh sebesar -25,512dB dan *forward-transmission coefficient* pada titik S(2,1) diperoleh sebesar 19,956dB. Dengan mengambil *return-loss* -10dB pada titik-titik referensi dari output LNA maka dapat kita ketahui lebar pita yang dihasilkan oleh LNA sebesar 350MHz.

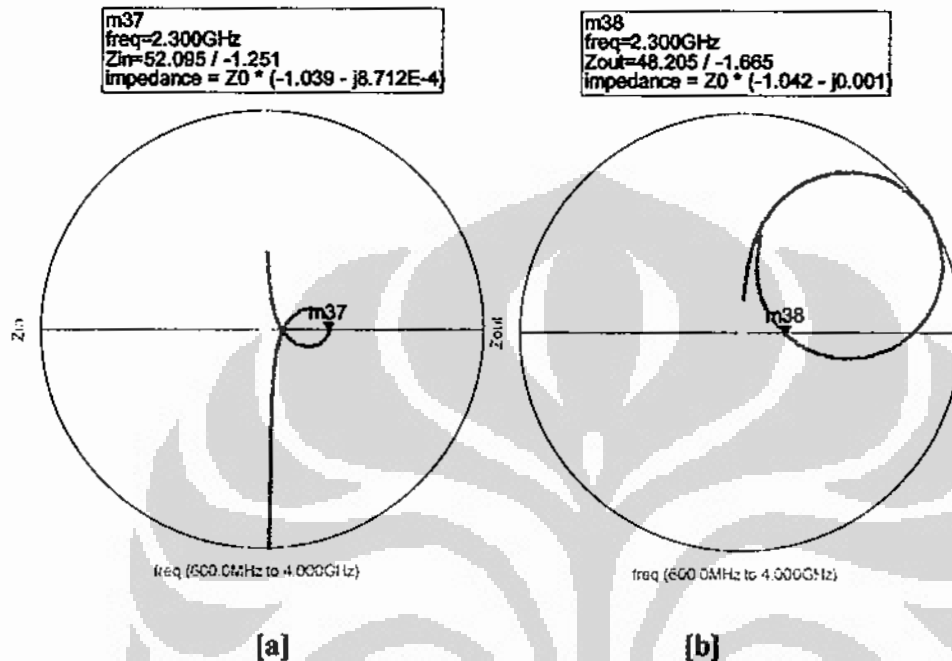
Pada Gambar (4.2) menunjukkan grafik karakteristik S-Parameter pada LNA pada S(1,1), S(1,2), S(2,1), dan S(2,2).



Gambar 4. 3 Hasil pengukuran s-parameter LNA pada [a] S(1,1), [b] S(1,2), [c] S(2,1), dan [d] S(2,2)

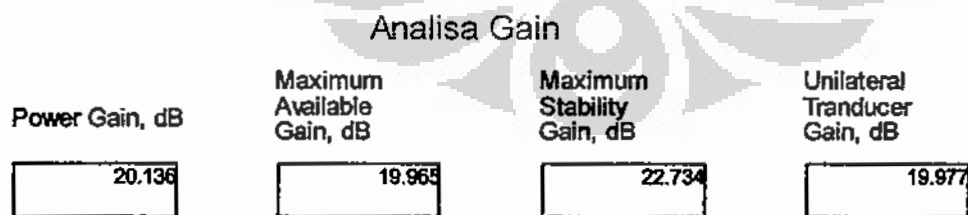
Selanjutnya, hasil pengujian pada impedansi input dan output pada LNA dapat ditunjukkan pada Gambar 4.3. Pengujian pada impedansi input LNA

diperoleh sebesar 52.095/-1.251 dan impedansi output LNA diperoleh sebesar 48.205/-1.665. Pengujian impedansi input dan output LNA diperlukan untuk mendapatkan koefisien refleksi input dan output yang dibatasi pada kedua port-nya sebesar 50Ω . Hal ini juga diperlukan untuk mendapatkan rangkaian *matching impedance* untuk rangkaian LNA.



Gambar 4. 4 Impedansi [a] Input LNA dan [b] Output (LNA)

Dalam pengujian *gain* yang dihasilkan oleh rangkaian LNA kan diuji empat macam *gain*, antara lain *Power Gain* (PG), *Maximum Available Gain* (MAG), *Maximum Stability Gain* (MSG), dan *Unilateral Transducer Gain* (UTG). Hasil pengujian PG, MAG, MSG, dan UTG dari LNA dapat ditunjukkan pada Gambar 4.4.

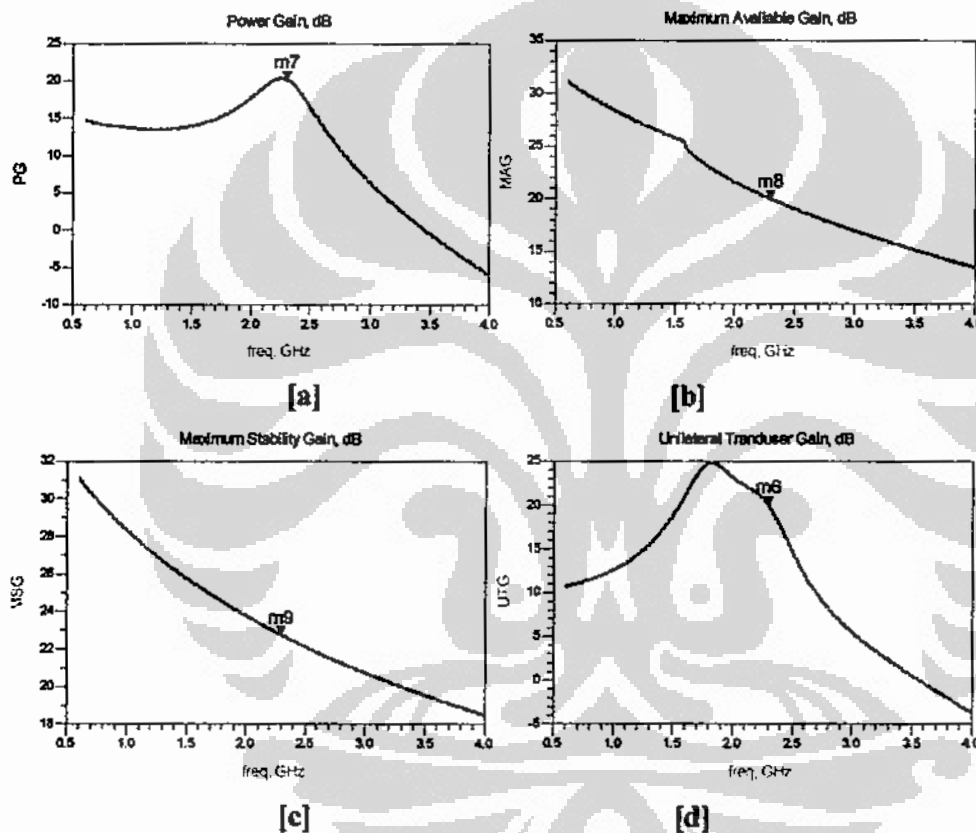


Gambar 4. 5 Hasil pengujian PG, MAG, MSG, dan UTG

Dari Gambar 4.4 diperoleh besar empat bentuk *gain* dari rangkaian LNA. Hasil pengujian PG diperoleh sebesar 20,136dB. Besar pengujian PG

menunjukkan sebagai daya output linear maksimum dari LNA. Hasil pengujian MAG diperoleh sebesar 19,965dB. Besar pengujian MAG merupakan hasil yang diperlukan untuk mengetahui bahwa LNA memiliki *noise* yang rendah. Hasil pengujian MSG diperoleh sebesar 22,734dB. Besar pengujian MSG menunjukkan stabilitas *gain* pada LNA. Hasil pengujian UTG diperoleh sebesar 19,977dB. Besar hasil pengujian UTG merupakan pendekatan isolasi sempurna antara kedua port input dan output yang tidak mempengaruhi satu dengan yang lain.

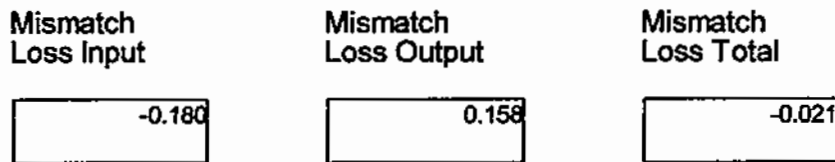
Grafik karakteristik dari PG, MAG, MSG, dan UTG dari LNA dapat ditunjukkan pada Gambar 4.5.



Gambar 4. 6 Hasil pengujian pada [a] PG, [b] MAG, [c] MSG dan [d] UTG

Terjadi penyimpangan *gain* pada UTG yang terjadi kenaikan puncak *gain* tidak berada pada frekuensi 2,3GHz. Hal ini disebabkan oleh isolasi diantara port input dan output tidak sempurna sehingga terminasi saling mempengaruhi satu dengan yang lain.

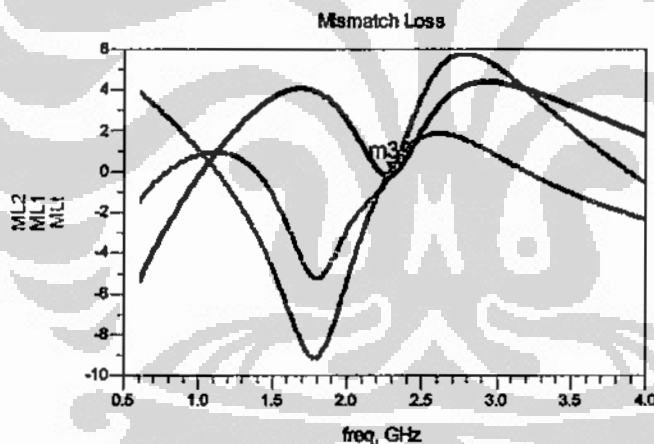
Hasil pengukuran *Mismatch losses* (ML) pada input dan output transistor dapat ditunjukkan pada Gambar 4.6.



Gambar 4. 7 Hasil pengukuran ML

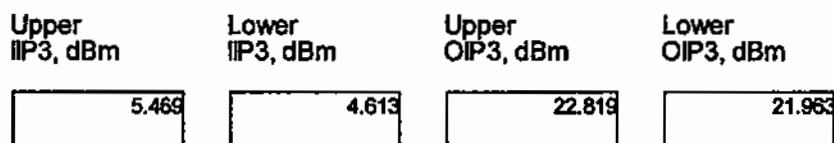
ML adalah parameter yang dihitung untuk mengetahui kekuatan yang terbuang diantara dua port karena ketidakcocokan. Parameter tersebut berguna agar dapat mengetahui *gain* dengan cara mencocokkan impedansi yang sesuai. Terdapat dua pengujian yang dilakukan, yaitu pengujian ML pada input (ML1) dan ML pada output (ML2). Dari kedua ML tersebut diperoleh total ML (MLt) yang terdapat pada rangkaian LNA. Dari Gambar 4.6, diperoleh ML1 pada titik input sebesar -0,18dB, ML2 pada titik output sebesar 0,158dB, dan total keseluruhan MLt diperoleh sebesar -0.021dB.

Pada Gambar 4.8 menunjukkan grafik karakteristik dari pengujian ML.



Gambar 4. 8 karakteristik dari pengujian ML

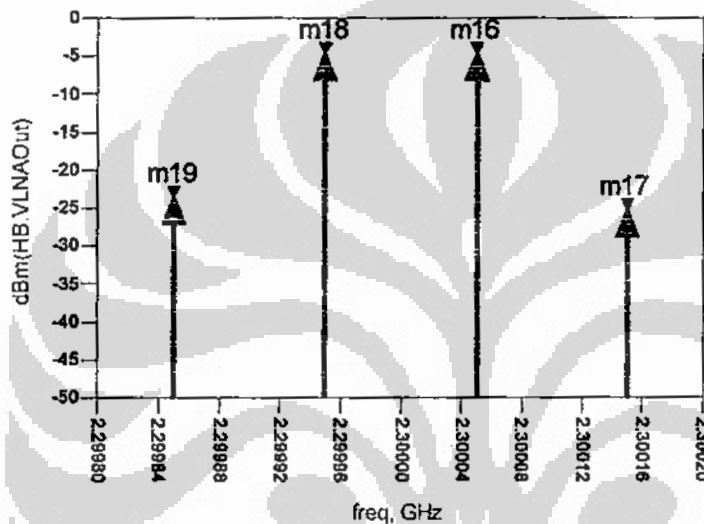
Pada Gambar 4.9 menunjukkan hasil pengukuran pengukuran pada IIP3 dan OIP3.



Gambar 4. 9 Hasil pengukuran pengukuran pada IIP3 dan OIP3

Dalam perhitungan IP3 ditentukan dengan pengujian pada bagian atas (*upper*) frekuensi dan bagian bawah (*lower*) frekuensi dari spektrum daya output. Dengan menggunakan persamaan (2-39) dan persamaan (2.40), diperoleh *upper* IIP3 sebesar 5,469dBm *upper* OIP3 sebesar 22,819dBm. Selanjutnya pada bagian *lower* IIP3 diperoleh sebesar 4,613dBm dan *lower* OIP3 sebesar 21,963dBm. Hasil pengukuran terhadap IIP3 dan OIP3 digunakan untuk mendapatkan besar IP3 yang ada pada rangkaian LNA.

Gambar 4.10 menunjukkan spektrum daya output yang digunakan untuk menghitung IP3.



Gambar 4. 10 Spektrum daya output yang digunakan untuk menghitung IP3

Pada Gambar 4.11 menunjukkan hasil pengukuran *noise figure* (NF), stabilitas, dan VSWR.

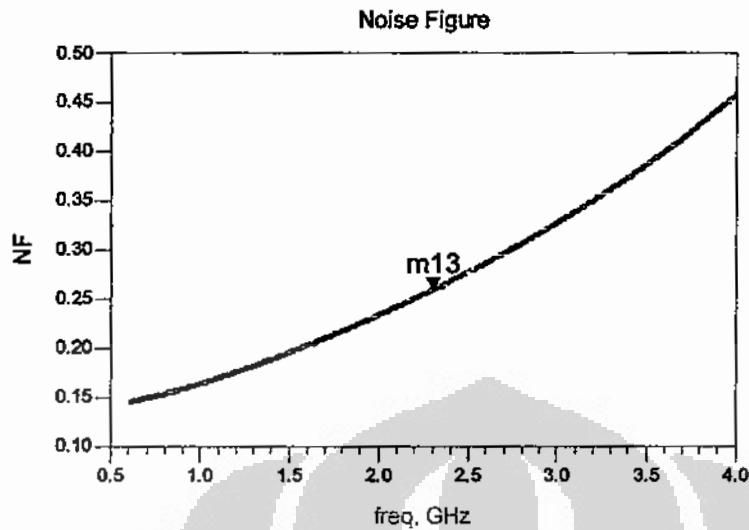
Analisa Noise Figure, Stabilitas, VSWR

Noise Figure, dB	Stabilitas	VSWR
0.259	1.210	1.048

Gambar 4. 11 Hasil pengukuran NF, stabilitas, dan VSWR

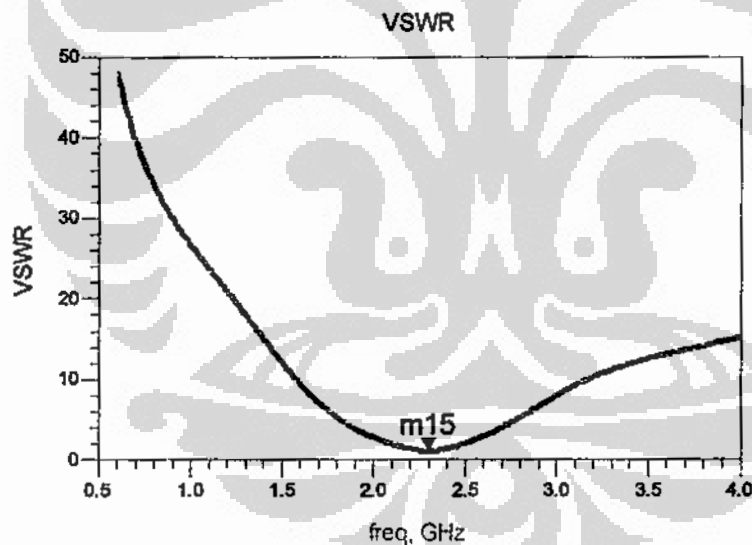
Dari Gambar 4.11, diperoleh NF yang dihasilkan pada LNA sebesar 0.259dB pada *power gain* sebesar 20.136dB. Besar pengujian NF sesuai dengan parameter yang diharapkan dalam perancangan $NF < 1\text{dB}$.

Gambar 4.12 menunjukkan grafik karakteristik NF dari LNA.



Gambar 4. 12 Karakteristik NF LNA

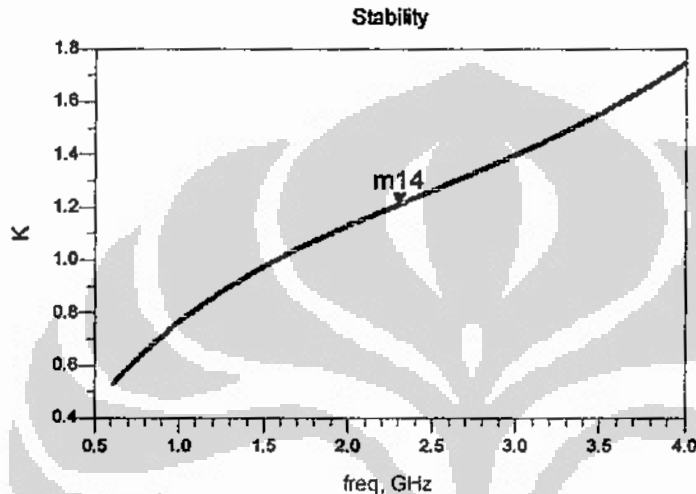
Dari Gambar 4.11 diperoleh besar VSWR sebesar 1.045. Hasil yang diperoleh tersebut sesuai dengan spesifikasi VSWR yang diharapkan pada kisaran 1 hingga 2. Gambar 4.13 menunjukkan grafik karakteristik VSWR dari LNA



Gambar 4. 13 Karakteristik VSWR LNA

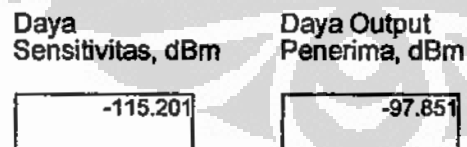
Dari Gambar 4.11 diperoleh besar faktor stabilitas pada rangkaian LNA sebesar 1,201. Hal ini sesuai dengan parameter yang diharapkan dalam rangkaian LNA dengan besar $K > 1$. Dalam perhitungan stabilitas digunakan berdasarkan pada *S-parameter* yang dihubungkan dengan faktor stabilitas (K).

Suatu rangkaian transistor dengan faktor stabilitas K melebihi 1 ($K > 1$) maka dapat dikatakan sebagai kondisi stabil tak bersyarat (*unconditional stable*) pada bagian frekuensi dan titik bias DC yang dipilih agar transistor dapat menunjukkan besar impedansi input dan output. Jika faktor stabilitas K dibawah 1 ($K < 1$), maka akan diperoleh impedansi input dan output yang akan secara potensial menyebabkan penguatan menjadi tak stabil. Gambar 4.14 menunjukkan grafik karakteristik faktor stabilitas dari LNA.



Gambar 4. 14 Karakteristik faktor stabilitas LNA

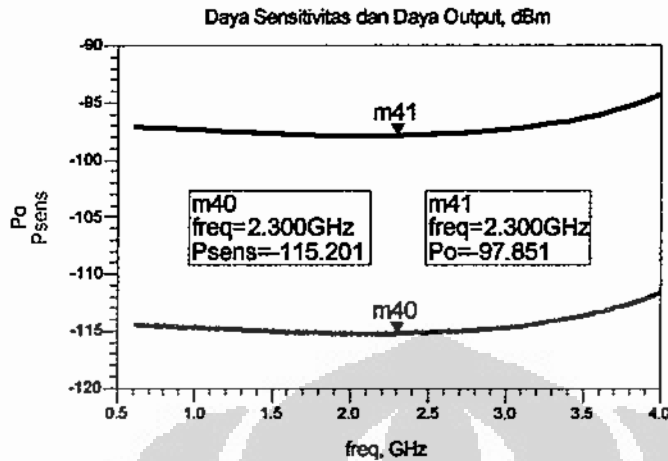
Dari hasil yang telah diberikan diatas kemudian dilakukan pengujian untuk mendapatkan daya sensitivitas dari LNA sebagai penerima. Hasil pengujian daya sensitivitas yang diperoleh kemudian dibandingkan dengan daya output yang dihasilkan oleh LNA. Daya sensitivitas dibentuk dari penjumlahan daya *noise*, SNR, dan NF. Gambar 4.15 menunjukkan hasil pengujian daya sensitivitas dan daya output dari LNA.



Gambar 4. 15 Hasil pengujian daya sensitivitas dan daya output dari LNA

Dari hasil pengujian yang ditunjukkan pada Gambar 4.15, diperoleh besar sensitivitas daya yang diterima oleh LNA sebesar -115.201dBm dan daya output sebesar -97.851dBm.

Gambar 4.16 menunjukkan grafik karakteristik dari daya sensitivitas dengan daya output dari LNA.



Gambar 4. 16 Karakteristik dari daya sensitivitas dengan daya output dari LNA

4.3. ANALISA RANGKAIAN AGC

Dalam pengujian rangkaian AGC dilakukan analisa pada kinerja rangkaian *voltage gain amplifier (VGA)* yang berguna sebagai penguat gain tegangan agar diperoleh penguatan 100 kali lipat. Seperti yang telah dijelaskan pada bab 2 bahwa rangkaian AGC digunakan sebagai penyangga agar *gain* tetap stabil walaupun terjadi kenaikan atau penurunan gain. Oleh karena dibutuhkan penguatan 100 kali maka digunakan rangkaian VGA dengan menggunakan rangkaian *Gilbert Cell* untuk mendukung rangkaian AGC. Pengujian pertama kali dalam rangkaian AGC dilakukan pada rangkaian VGA. Hasil pengujian AGC terhadap S-parameter, maksimum gain, dan VSWR dapat ditunjukkan pada Gambar 4.17.

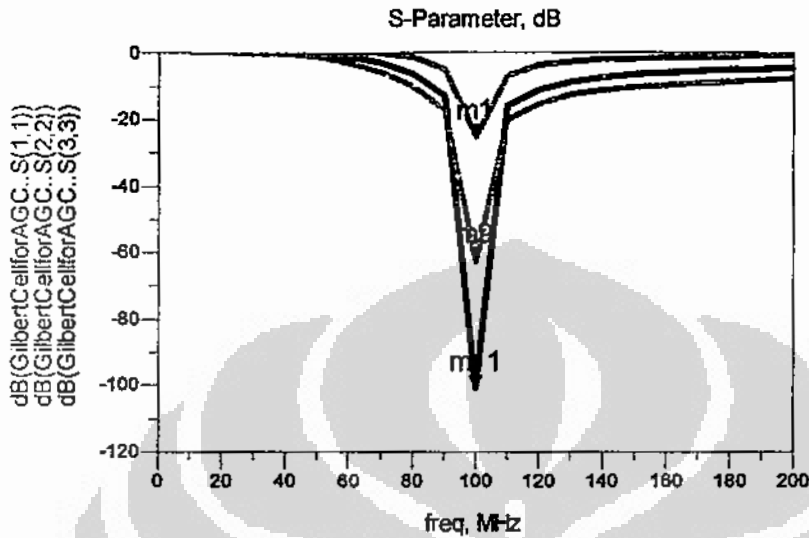
Analisis Maximum Gain, S-Parameter, VSWR

Maximum Gain, dB	S(1,1), dB	S(2,2), dB	S(3,3), dB	VSWR
103.940	-25.128	-62.661	-100.776	1.117

Gambar 4. 17 Hasil pengujian AGC terhadap S-parameter, maksimum gain, dan VSWR

Dari Gambar 4.17 diperoleh besar S-parameter yang ditunjukkan dalam tiga *port*, dimana S(1,1) adalah *port* input dari AGC, *port* S(2,2) adalah *port*

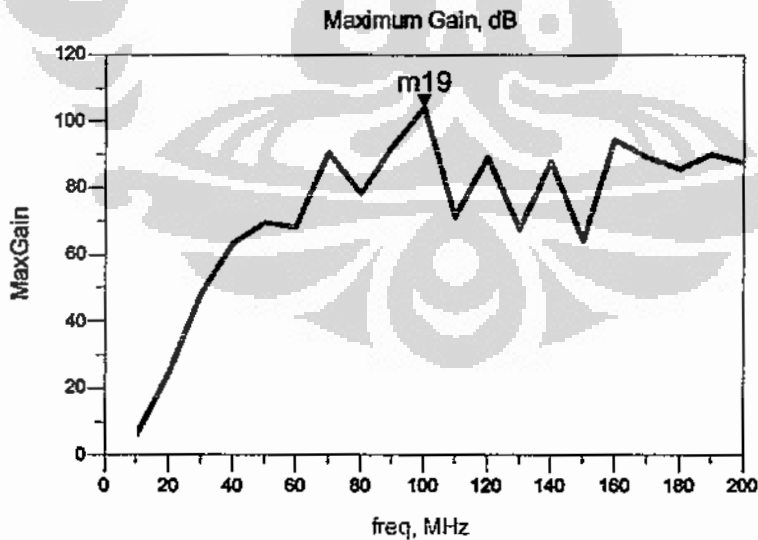
umpan balik, dan *port* S(3,3) adalah *port* output. Diperoleh hasil S-Parameter dari *port* S(1,1) sebesar -25,128dB, S(2,2) sebesar -62,661dB, dan S(3,3) sebesar -100,776dB. Gambar 4.18 menunjukkan grafik karakteristik S-Parameter dari rangkaian AGC.



Gambar 4. 18 Karakteristik S-Parameter dari rangkaian AGC

Dari Gambar 4.17 menunjukkan hasil penguatan dari VGA. Didalam hasil penguatan tersebut diperoleh *gain* maksimum sebesar 103.940dB.

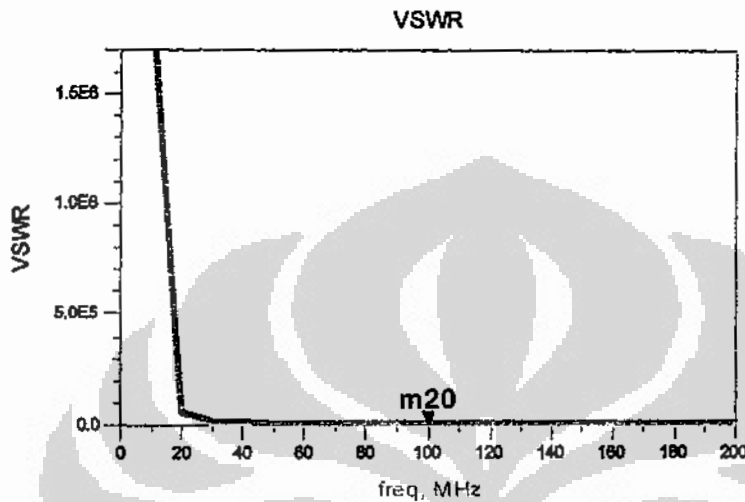
Gambar 4.19 menunjukkan grafik karakteristik *gain* maksimum dari rangkaian AGC.



Gambar 4. 19 Karakteristik gain maksimum dari rangkaian AGC

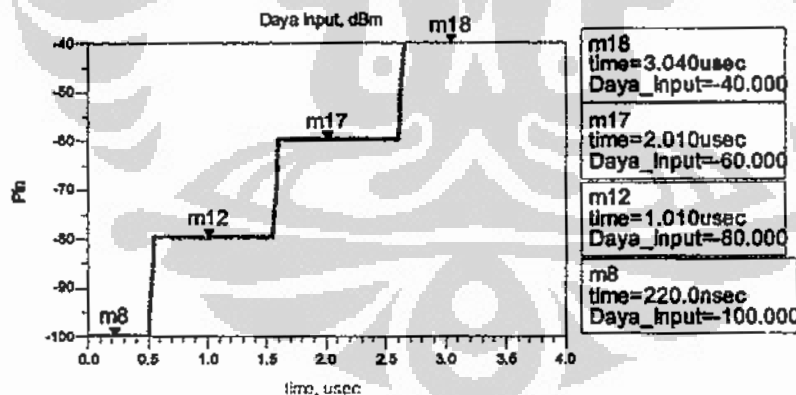
Dalam Gambar 4.19 menunjukkan hasil penguatan dari VGA. Namun dalam hasil pengujian tersebut diperoleh penguatan yang bervariasi. Hal ini disebabkan karena penguatan dalam VGA tidak stabil.

Dari Gambar 4.20 menunjukkan hasil VSWR dari AGC. Didalam hasil penguatan tersebut diperoleh VSWR sebesar 1.117. Gambar 4.20 menunjukkan grafik karakteristik VSWR dari AGC.



Gambar 4. 20 Karakteristik VSWR

Dalam pengujian rangkaian AGC diperlukan daya input yang bervariasi oleh karena untuk mengetahui perubahan daya pada AGC. Gambar 4.21 menunjukkan grafik karakteristik dari daya input yang diberikan pada AGC.

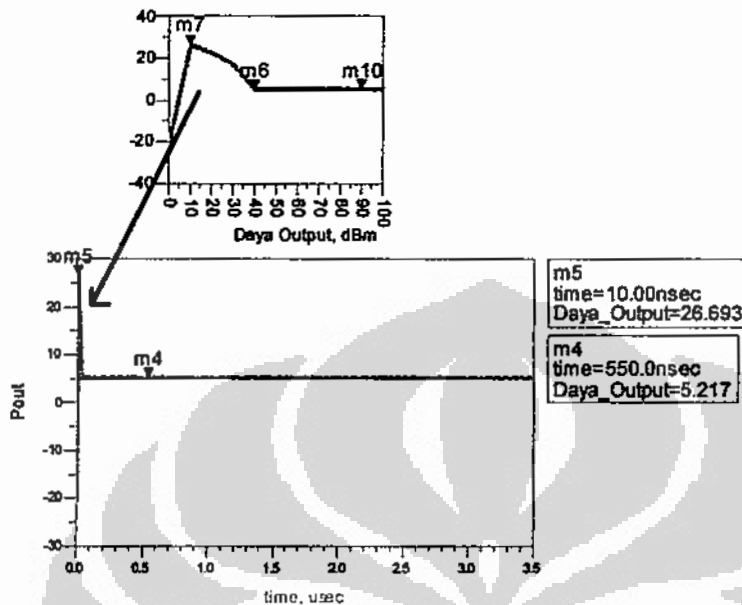


Gambar 4. 21 Karakteristik dari daya input

Grafik yang ditunjukkan dalam Gambar 4.18 diperlakukan sebagai daya input yang variasi dengan daya input sebesar -100dBm, -80dBm, -60dBm, dan -

40dBm. Dengan adanya daya input yang bervariasi tersebut maka dapat diketahui perubahan yang terjadi pada output dari AGC.

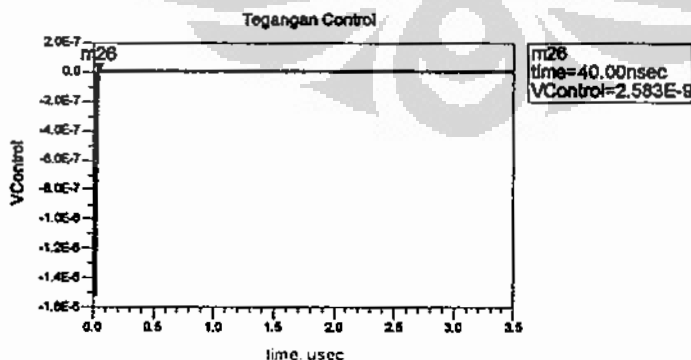
Gambar 4.19 menunjukkan hasil pengujian AGC terhadap daya output-nya.



Gambar 4. 22 Hasil pengujian output pada AGC

Dari Gambar 4.22 ditunjukkan hasil pengujian output AGC yang terjadi kenaikan dalam *gain* pada titik puncak hingga 26.693dBm pada 10nanodetik sebelum menurun menjadi daya output sebesar 5.217dBm pada 40nanodetik dan selanjutnya dihasilkan daya output dalam keadaan linear dan stabil.

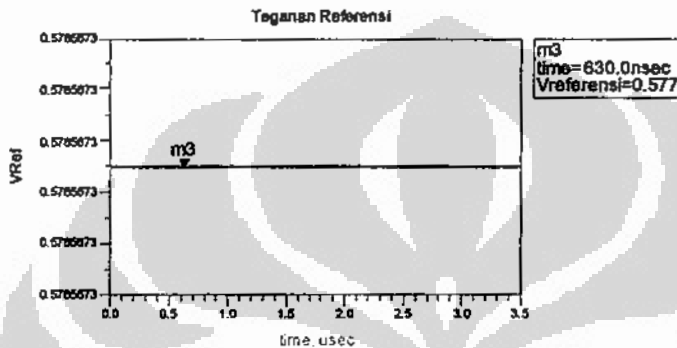
Untuk dapat menghasilkan tegangan kendali yang sesuai sangat bergantung dari nilai tegangan yang dipilih sebagai acuan yang akan dibandingkan dengan tegangan output dari rangkaian VGA yang nilainya dapat berubah-ubah. Gambar 4.23 menunjukkan hasil pengujian tegangan kendali pada AGC.



Gambar 4. 23 Hasil pengujian tegangan kendali pada AGC

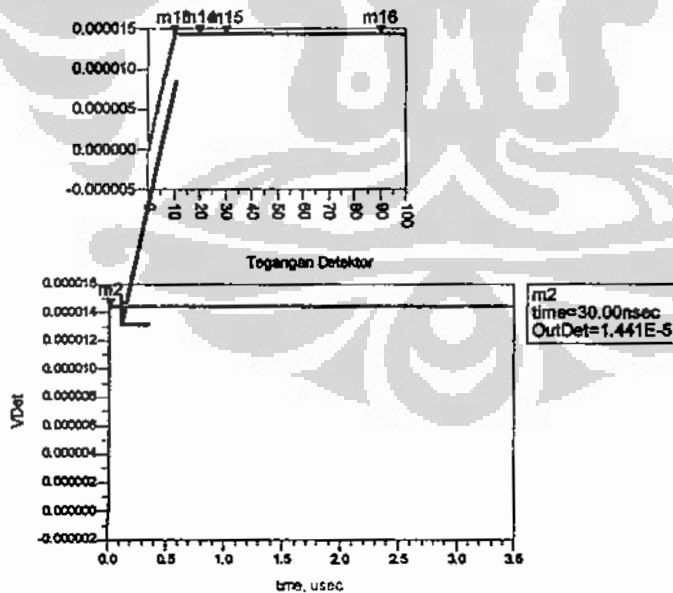
Pada Gambar 4.23 menunjukkan hasil pengujian tegangan kendali dari AGC dimana terjadi kenaikan tegangan hingga diperoleh tegangan sebesar $2.583e-9$ pada 40 nanodetik dan selanjutnya akan dihasilkan dalam tegangan kendali yang linear dan stabil.

Nilai tegangan acuan yang digunakan untuk menghasilkan daya output sebesar 5,217 dBm adalah 0,577 Volt seperti hasil pengujian yang terlihat pada Gambar 4.30. Nilai tegangan acuan 0,577 didapatkan berdasarkan dengan daya output yang diinginkan



Gambar 4. 24 Hasil pengujian tegangan acuan pada AGC

Gambar 4.25 menunjukkan grafik karakteristik pengujian tegangan detektor.

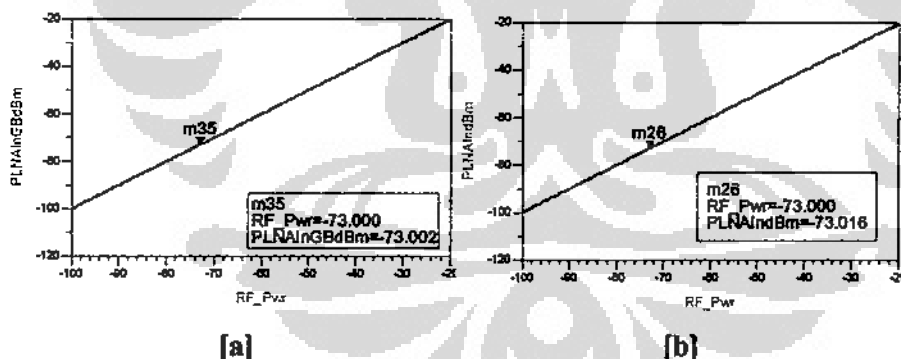


Gambar 4. 25 Karakteristik tegangan detektor

Detektor yang digunakan pada rangkaian AGC ini adalah AM_Demodulator, sehingga dapat menghasilkan simulasi detektor yang ideal. Gambar 4.25 menunjukkan bahwa nilai daya output yang merupakan input dari detektor dan juga nilai dari output detektor benar-benar sama dan tidak ada daya yang hilang sedikit pun pada detektor. Sementara hubungannya dengan tegangan kendali adalah tegangan kendali turun saat adanya perubahan nilai dari daya output. Ketika daya output mengalami kenaikan, maka pada saat itu juga tegangan kendali mengalami penurunan yang berakibat nilai gain juga turun dan dengan otomatis daya outputnya pun akan turun kembali menuju nilai daya output acuan.

4.4. ANALISA RANGKAIAN RF PENERIMA *MOBILE* WiMAX

Didalam pengujian rangkaian RF Penerima *Mobile* WiMAX, dilakukan pengujian di tiap-tiap titik output dari masing-masing tingkat. Pengujian rangkaian tidak memperhitungkan efek pembebanan yang terjadi pada rangkaian pada saat digabung. Dalam analisa ini dipilih daya sinyal RF sebesar -73dBm. Pemilihan daya sinyal RF ini didasarkan dengan sensitifitas daya maksimum -71dBm pada 64QAM. Pengujian pertama dilakukan analisis pada daya input yang diawali oleh rangkaian LNA. Hasil pengujian daya input rangkaian RF dapat ditunjukkan pada Gambar 4.26.



Gambar 4. 26 Daya Input [a] sebelum dirangkai [b] setelah dirangkai

Dari hasil pengujian daya input diperoleh daya input pada saat rangkaian LNA sebelum dirangkai sebesar -73.002dBm dan sesudah dirangkai sebesar -73.016dBm. Kenaikan hasil pengujian dari daya input sesuai dengan pemilihan daya RF yang ada pada RF *power selector*. Selanjutnya dilakukan pengujian pada pendukung rangkaian RF, yaitu LNA, *Mixer*, BPF, dan AGC. Pengujian daya

output dimasing-masing pendukung rangkaian RF ditunjukkan dalam dua kondisi, yaitu saat independen dan terintegrasi. Hasil pengujian daya output dari masing-masing rangkaian RF dapat ditunjukkan pada Tabel 4.1.

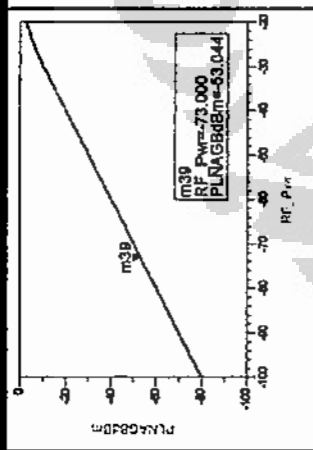
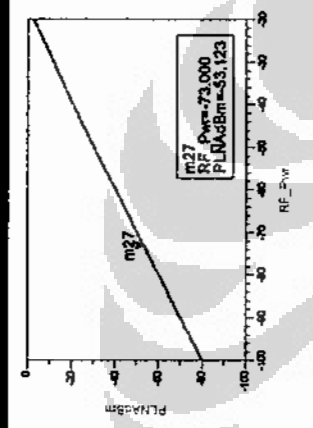
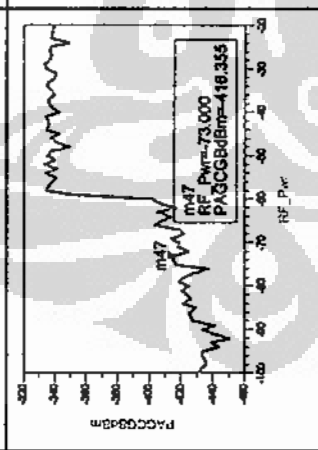
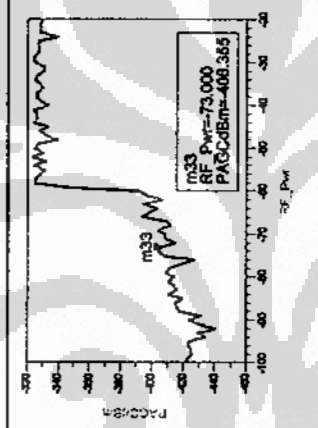
Dari pengujian masing-masing rangkaian RF diatas diperoleh pula spektrum daya yang dihasilkan oleh masing-masing pendukung rangkaian RF. Pengujian spektrum daya dimasing-masing pendukung rangkaian RF ditunjukkan dalam dua kondisi, yaitu saat independen dan terintegrasi. Hasil pengujian spektrum daya rangkaian RF dapat ditunjukkan pada Tabel 4.2.

Dari pengujian masing-masing rangkaian RF diperoleh besar *gain* dimasing-masing pendukung rangkaian RF. Pengujian *gain* dimasing-masing pendukung rangkaian RF ditunjukkan dalam dua kondisi, yaitu saat independen dan terintegrasi. Hasil pengujian *gain* dimasing-masing pendukung rangkaian RF dapat ditunjukkan pada Tabel 4.3.



UNIVERSITAS INDONESIA

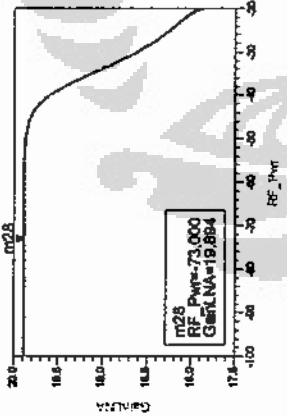
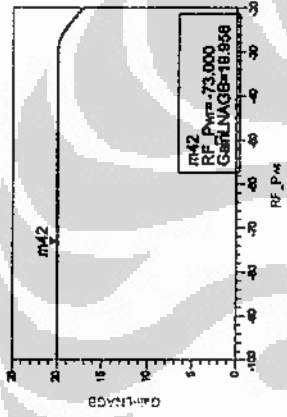
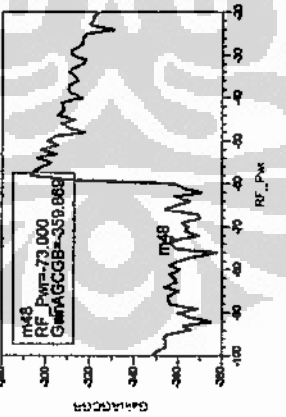
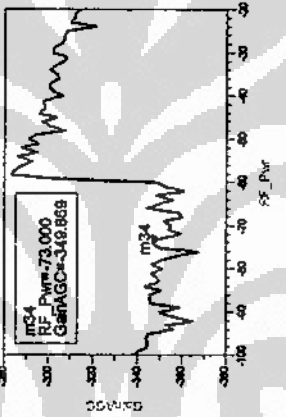
Tabel 4. 1 Hasil Pengujian Daya Output Dari Masing-masing Rangkaian RF

No	Rangkaian	Independen	Terintegrasi	Analisis
1	LNA			<p>Terjadi penurunan daya output pada saat di-integrasi dengan rangkaian pendukung RF Penerima WiMAX yang lain.</p>
2	AGC			<p>Terjadi kenaikan daya output pada saat di-integrasi dengan rangkaian pendukung RF Penerima WiMAX yang lain.</p>

Tabel 4. 2 Hasil Pengujian Spektrum Daya Rangkaian RF

No	Rangkaian	Independen	Terintegrasi	Analisis
1	LNA			Spektrum tetap berada pada frekuensi kerjanya.
2	AGC			Spektrum tetap berada pada frekuensi kerjanya.

Tabel 4. 3 Hasil pengujian *gain* dimasing-masing pendukung rangkaian RF

No	Rangkaian	Independen	Terintegrasi	Analisis
1	LNA			Gain pada saat independen dengan saat terintegrasi tidak terjadi perubahan yang berarti.
4	AGC			Terjadi kenaikan <i>gain</i> pada saat diintegrasikan dengan rangkaian RF penerima WiMAX.

Tabel 4. 4 Perbandingan Masing-masing Pendukung Rangkaian RF pada Saat Independen Dan Terintegrasi

Rangkaian	Independen			Terintegrasi		
	Daya Input (dBm)	Daya Output (dBm)	Gain (dB)	Daya Input (dBm)	Daya Output (dBm)	Gain (dB)
LNA	-73,002	-53,044	19,894	-73,016	-53,123	19,958
AGC	-56,015	-416,355	103,940	-56,486	-406,355	96,450

Dari Tabel 4.4 menunjukkan perbandingan masing-masing pendukung rangkaian RF pada saat independen dan terintegrasi. Terjadi perbedaan pada saat masing-masing rangkaian RF independen dengan pada saat masing-masing rangkaian RF terintegrasi. Hal ini terjadi karena adanya efek pembebanan pada saat rangkaian independen satu sama lain. Pada saat rangkaian-rangkaian RF tersebut independen memiliki *matching impedance* yang sesuai dengan rangkaian. Namun pada saat rangkaian terintegrasi, nilai-nilai *matching impedance* dapat dapat berubah bentuk oleh karena efek pembebanan ini.

BAB 5

KESIMPULAN

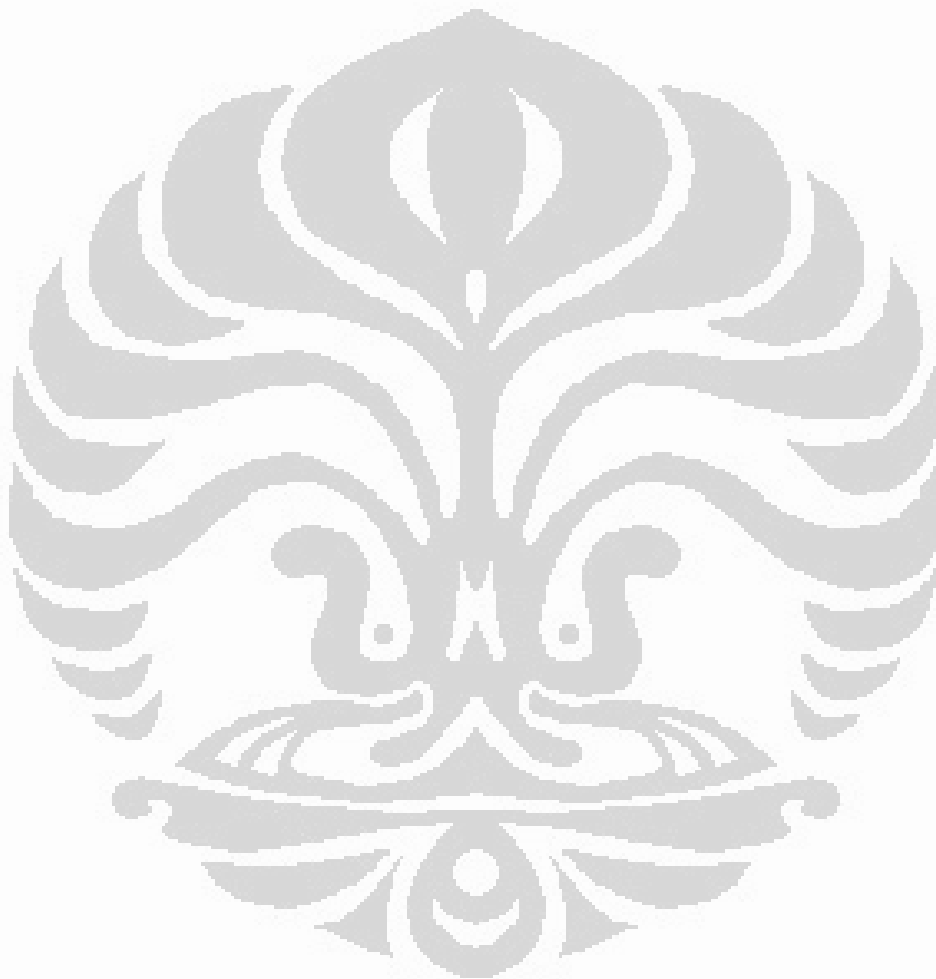
1. Perancangan LNA dan AGC untuk m-WiMAX dengan ADS telah dilakukan. LNA yang dirancang menggunakan *current-reused* karena memberikan keuntungan dengan memberikan konsumsi daya rendah, isolasi dan *noise figure* yang baik. Sedangkan untuk AGC dengan menggunakan *gilbert cell* karena dapat menjaga *bandwidth loop* AGC lebih stabil dibandingkan dengan tipe linear.
2. Parameter LNA yang di-evaluasi dengan hasil yang diperoleh,
 - a. PG diperoleh sebesar 20,136dB.
 - b. NF diperoleh sebesar 0,259dB.
 - c. VSWR diperoleh sebesar 1,048.
 - d. Stabilitas diperoleh sebesar 1,21.
 - e. IP3 yang terdiri atas, *Upper IIP3* diperoleh sebesar 5,469dBm, *upper OIP3* diperoleh sebesar 22,819dBm, *lower IIP3* diperoleh sebesar 4,613dBm, dan *lower OIP3* diperoleh sebesar 21,963dBm.
 - f. Sensitivitas daya diperoleh -115,201dBm dengan daya output LNA -97,851dBm.
3. Parameter AGC yang di-evaluasi dengan hasil sebagai berikut,
 - a. *Gain* maksimum diperoleh sebesar 103,940dB.
 - b. VSWR diperoleh sebesar 1,117.
 - c. Evaluasi output AGC yang terjadi mengalami kenaikan dalam *gain* pada titik puncak hingga 26.693dBm pada 10ns sebelum menurun menjadi daya output sebesar 5.217dBm pada kestabilan daya output setelah 40ns dan selanjutnya dihasilkan daya output dalam keadaan linear dan stabil.
 - d. Evaluasi tegangan kendali dari AGC dimana terjadi kenaikan tegangan hingga diperoleh tegangan sebesar 2.583e-9volt pada 40ns dan selanjutnya akan dihasilkan dalam tegangan kendali yang linear dan stabil.
 - e. Evaluasi tegangan acuan yang digunakan untuk menghasilkan daya output sebesar 5,217 dBm adalah 0,577 Volt.

UNIVERSITAS INDONESIA

4. Perbandingan evaluasi saat independen dan terintegrasi dengan hasil sebagai berikut,

Tabel 5. 1 Hasil Evaluasi Saat Independen dan Terintegrasi

Rangkaian	Independen			Terintegrasi		
	Daya input (dBm)	Daya Output (dBm)	Gain (dB)	Daya Input (dBm)	Daya Output (dBm)	Gain (dB)
LNA	-73,002	-53,044	19.894	-73,016	-53,123	19,958
AGC	-56.015	-416.355	103,940	-56.486	-406.355	96,450



UNIVERSITAS INDONESIA

DAFTAR PUSTAKA

- [1]. Bernhard H. Walke, Stefan Mangold, and Lars Berlemann, *IEEE 802 Wireless Systems: Protocols, Multi-hop Mesh/Relaying, Performance and Spectrum Coexistence*, John Wiley and Sons, 2006.
- [2]. Xiaohua Fan, Edgar Sánchez-Sinencio, and Jose Silva-Martínez, *A 3GHz-10GHz Common Gate Ultrawideband Low Noise Amplifier*, Analog and Mixed Signal Center, Texas A&M University, College Station, TX, 77843, USA.
- [3]. C. W. Chang, Z. M. Lin, *A 2 – 11 GHz Fully-Integrated Low Noise Amplifier for WiMAX Systems*, National Changhua University of Education.
- [4]. Sulistyono Hariwibowo, *Perancangan LNA Untuk Mobile WiMAX Pada Pita Frekuensi 2,3 GHz*, Universitas Indonesia, 2009.
- [5]. Chia-Hsin Wu, Chang-Shun Liu, and Shen-Iuan Liu, *A 2GHz CMOS Variable-Gain Amplifier with 50dB Linear-in-Magnitude Controlled Gain Range for 10GBase-LX4 Ethernet*, National Taiwan University, Taipei, Taiwan.
- [6]. Gi.Rangga Ugahari, *Perancangan Automatic Gain Control Untuk Mobile WiMAX Pada Frekuensi 2.3 GHz*, Universitas Indonesia, 2009.
- [7]. Po-Chiun Huang, Chen-Yi Huang, and Chong-Kuang Wang, *A 155-MHz BiCMOS Automatic Gain Control Amplifier*, National Taiwan University, 2009.
- [8]. A. Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed, *Fundamentals of WiMAX-Understanding Broadband Wireless Networking*, Pearson Education Inc, 2007.
- [9]. B.Institut of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE std 802.16e-2005; IEEE standard for Local and metropolitan area network (MAN); Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, Amendment 2:*

UNIVERSITAS INDONESIA

Physical and Medium Access Control Layer for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Band and Corrigendum 1, Feb 28, 2006.

- [10]. C. Cotter W. Sayre, ***Complete Wireless Design***, The McGraw-Hill Companies, 2008.
- [11]. D.Rowan Gilmore, Les Besser, ***Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems Volume 1-Passive Circuits and Systems***, Artech House, 2003.
- [12]. E. Domine Leenaerts, Johan van det Tang, Cicero S. Vaucher, ***Circuit Design for RF Transceiver***, Klower Academic Publishers, 2001.
- [13]. F. Rowan Gilmore, Les Besser, ***Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems Volume 2-Active Circuits and Systems***, Artech House, 2003.
- [14]. I. Thomas H. Lee, ***The Design of CMOS Radio-frequency Integrated Circuit***, Cambridge,2004.
- [15]. P.Adel S. Sendra dan Kenneth C. Smith, ***Microelectronic Circuit***, Saunders College Publishing, 1989.
- [16]. H. C.Ling-yun, S.Wen-tao, L.Han-wen, ***AGC and IF Amplifier Circuits Design***, Shanghai Jiao Tong University, F.Zhen-he, Shanghai University, China.
- [17]. Domine Leenaerts, Johan van det Tang, Cicero S. Vaucher, ***Circuit Design for RF Transceiver***, Klower Academic Publishers, 2001.
- [18]. C.Ling-yun, S.Wen-tao, L.Han-wen, ***AGC and IF Amplifier Circuits Design***, Shanghai Jiao Tong University, F.Zhen-he, Shanghai University, China.
- [19]. Dirjen Postel. "Persyaratan ***Teknis Alat dan Perangkat Telekomunikasi Base Station Broadband Wireless Access (BWA) nomadic pada pita frekuensi 2,3 GHz***"
13Juni2009.<http://www.postel.go.id/content/ID/regulasi/standardisasi/kepdirektori/kepdirektori%20base%20station%20bwa.doc>
- [20]. Datasheet NEC's Super Low Noise HJ FET.
- [21]. Husein, Arshad. ***Advanced RF Engineering for Wireless System and Network***. New York : John Wiley and Sons, Inc, 2005.

LAMPIRAN

A. DATASHEET NEC SUPER LOW NOISE HJFET

NEC's SUPER LOW
NOISE HJ FET

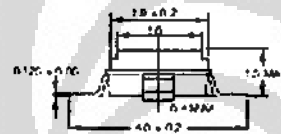
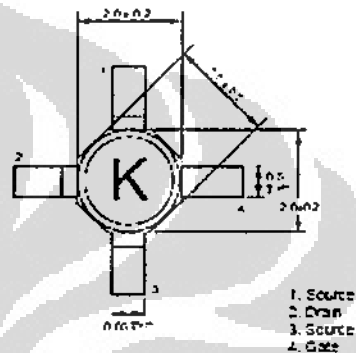
NE3210S01

FEATURES

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

OUTLINE DIMENSION (Unit: in mm)

PACKAGE OUTLINE S01



DESCRIPTION

NEC's NE3210S01 is a pseudomorphic Hetero-junction FET that uses the junction between Si-doped AlGaAs and undoped InGaAs to create very high mobility electrons. The device features mushroom shaped T/AI gates for decreased gate resistance and improved power handling. Its excellent low noise figure and high associated gain make it suitable for DBC and commercial systems. The NE 3210S01 is housed in a low cost plastic package which is available in tape and reel.

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

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

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE3210S01 S01		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
GA	Associated Gain ¹ , $V_{GS} = 2\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 12\text{ GHz}$	dB	12	13.5	
NF	Noise Figure ¹ , $V_{GS} = 2\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 12\text{ GHz}$	dB		0.35	0.45
gm	Transconductance, $V_{GS} = 2\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$	mS	40	55	
I_{DSS}	Saturated Drain Current, $V_{GS} = 2\text{ V}$, $V_{DS} = 0\text{ V}$	mA	15	40	70
V_{GS}	Gate to Source Cutoff Voltage, $V_{GS} = 2\text{ V}$, $I_D = 100\ \mu\text{A}$	V	-0.2	-0.7	-1.0
I_{DSS}	Gate to Source Leakage Current, $V_{GS} = -3\text{ V}$	μA		0.5	10

Note:

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

UNIVERSITAS INDONESIA

NE3210S01

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS[†] (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{DS}	Drain to Source Voltage	V	-4.0
V _{GS}	Gate to Source Voltage	V	-3.3
I _{DS}	Drain Current	mA	600
I _{GS}	Gate Current	μA	130
P _T	Total Power Dissipation	mW	155
T _{CH}	Channel Temperature	°C	125
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-55 to +125

Note:

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

RECOMMENDED

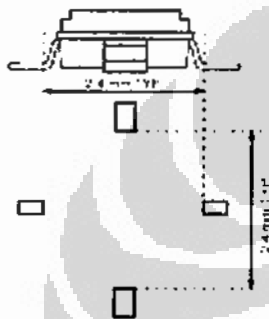
OPERATING CONDITIONS (T_A = 25°C)

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

TYPICAL NOISE PARAMETERS (T_A = 25°C)

FREQ. (GHz)	NF _{1dB} (dB)	O ₁ (dB)	I _{OP1}		R _n 60
			MA0	AN0	
V _{DS} = 2 V, I _D = 10 mA					
2.0	0.25	21.2	0.54	12	0.36
4.0	0.25	19.5	0.60	25	0.33
6.0	0.29	18.2	0.66	44	0.28
8.0	0.30	16.2	0.50	58	0.18
10.0	0.32	14.7	0.38	57	0.11
12.0	0.34	13.5	0.29	133	0.05
14.0	0.42	12.5	0.27	177	0.05
16.0	0.56	12.3	0.33	129	0.11
18.0	0.72	11.5	0.19	82	0.23

TYPICAL MOUNT PAD LAYOUT (Units: in, mm)

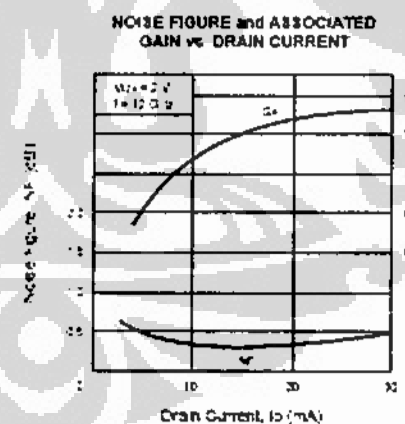
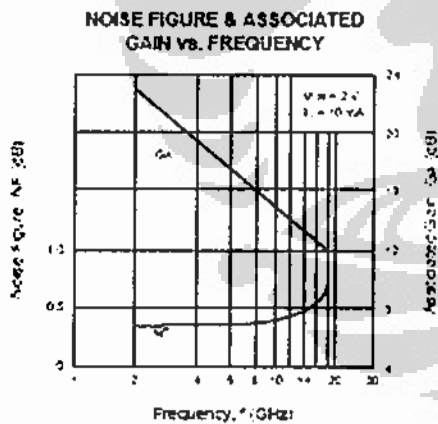
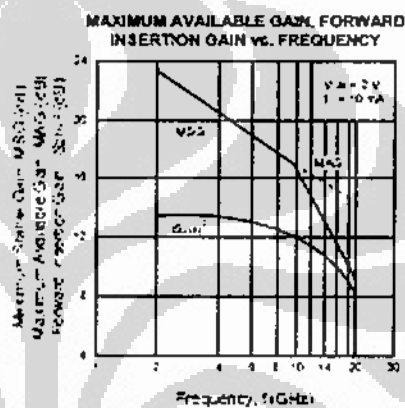
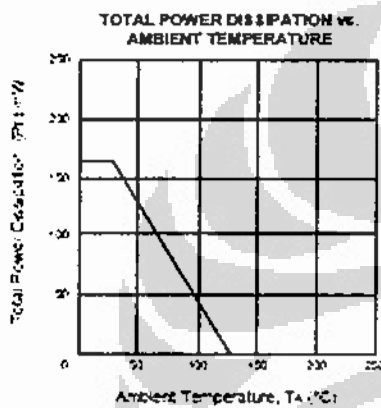
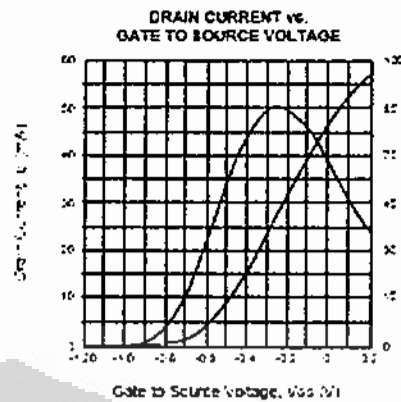
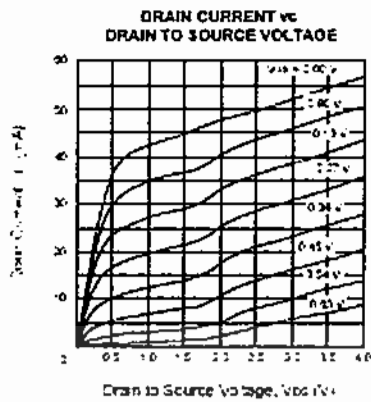


ORDERING INFORMATION

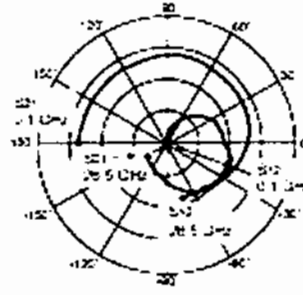
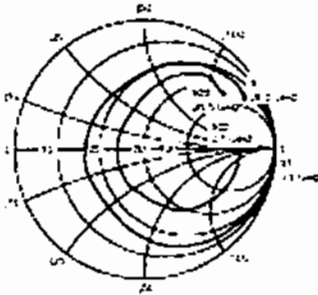
PART NUMBER	SUPPLY FORM	MARKING
NE3210S01-71	Tape & Reel 1000 pcs/reel	
NE3210S01-71B	Tape & Reel 4000 pcs/reel	

UNIVERSITAS INDONESIA

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (TA = 25°C)



TYPICAL SCATTERING PARAMETERS ($\Gamma_A = 25^\circ\text{C}$)



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
 $V_0 = 2 \text{ V}$, $I_0 = 5 \text{ mA}$

NE3210S01
 $V_0 = 2 \text{ V}$, $I_0 = 5 \text{ mA}$

FREQUENCY	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}		K	MAG ¹
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
3.10	1.001	-1.14	3.402	178.54	0.001	30.96	0.732	-0.65	-0.03	34.20
3.20	1.000	-1.12	3.359	177.73	0.003	33.10	0.731	-1.57	0.00	36.64
3.30	1.000	-3.08	3.153	176.93	0.004	38.76	0.732	-3.04	-0.03	28.55
3.40	0.999	-4.18	3.196	175.50	0.005	98.87	0.732	-3.53	0.04	27.65
3.50	0.997	-4.54	3.145	173.58	0.007	95.87	0.735	-4.73	0.08	26.76
3.70	0.995	-6.02	3.347	171.18	0.013	84.12	0.735	-6.58	0.11	25.30
1.00	0.992	-10.11	3.350	167.24	0.014	51.51	0.732	-9.24	0.12	23.77
1.50	0.987	-15.20	3.346	161.27	0.021	77.55	0.726	-13.51	0.15	22.03
2.00	0.978	-20.81	3.162	154.97	0.029	73.36	0.718	-19.25	0.19	20.82
2.50	0.968	-26.46	3.173	148.74	0.035	59.02	0.709	-22.77	0.23	19.85
3.00	0.954	-32.05	3.388	142.45	0.041	64.57	0.698	-27.41	0.27	18.75
3.50	0.938	-37.61	3.356	136.09	0.047	58.71	0.685	-32.00	0.33	18.54
4.00	0.920	-43.04	3.361	129.99	0.053	64.85	0.670	-36.40	0.39	18.06
5.00	0.879	-53.83	3.378	117.91	0.062	45.72	0.638	-44.54	0.50	17.34
6.00	0.836	-54.32	3.428	106.38	0.073	38.30	0.604	-52.54	0.60	16.53
7.00	0.778	-77.53	3.525	92.97	0.081	25.68	0.553	-52.26	0.68	15.40
8.00	0.680	-82.28	3.539	78.21	0.085	17.34	0.489	-73.32	0.69	14.15
9.00	0.589	-109.87	3.527	63.32	0.051	7.95	0.398	-86.59	1.03	14.86
10.00	0.505	-122.82	3.432	49.93	0.089	0.83	0.335	-97.84	1.22	13.05
11.00	0.461	-149.57	3.450	35.80	0.096	-2.08	0.302	-114.77	1.14	13.32
12.00	0.461	-175.81	3.442	19.42	0.104	-10.23	0.250	-139.98	1.11	12.19
13.00	0.483	155.80	3.273	3.28	0.107	-18.64	0.210	-173.02	1.16	12.40
14.00	0.468	126.34	3.017	-12.93	0.104	-26.31	0.214	-151.67	1.27	11.50
15.00	0.521	125.11	2.774	-25.52	0.102	-31.03	0.256	-125.40	1.30	11.09
16.00	0.587	92.69	2.545	-39.53	0.098	-35.03	0.309	-109.03	1.30	10.89
17.00	0.558	79.53	2.325	-53.90	0.098	-38.38	0.389	-85.15	1.18	11.16
18.00	0.720	58.06	2.045	-67.87	0.096	-43.64	0.476	-82.56	1.10	11.42
19.00	0.752	55.39	1.772	-79.75	0.093	-47.93	0.553	-74.44	1.03	11.69
20.00	0.793	51.94	1.537	-89.63	0.089	-50.59	0.603	-67.90	1.02	11.62
21.00	0.819	-48.37	1.356	-97.66	0.089	-52.07	0.640	-62.35	0.94	11.85
22.00	0.845	-43.44	1.238	-106.37	0.090	-55.92	0.665	-57.55	0.77	11.36
23.00	0.866	32.86	1.124	-116.19	0.089	-62.10	0.721	-52.28	0.65	11.02
24.00	0.863	34.84	1.009	-124.89	0.087	-67.63	0.748	-48.09	0.63	10.67
25.00	0.868	29.14	0.949	-132.34	0.084	-71.20	0.751	-45.57	0.60	10.54
25.00	0.865	25.40	0.919	-138.91	0.085	-71.66	0.726	-43.30	0.56	10.26
26.50	0.859	28.76	0.855	-143.63	0.084	-74.09	0.744	-34.46	0.69	10.25

Note

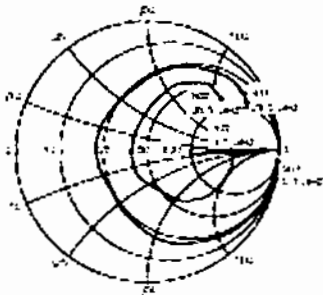
1. Gain Calculation:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{11}|} \left(\frac{1 - |S_{11}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \right)^{1/2} \quad \text{When } K < 1, \text{ MAG is undefined and MAG values are used } MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{22}|} \quad K = \frac{1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}|^2}$$

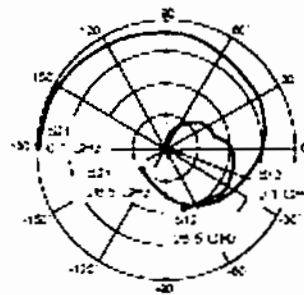
MAG = Maximum Available Gain

M3G = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
Vo = 2 V, Io = 10 mA



NE3210S01
Vo = 2 V, Io = 10 mA

FREQUENCY GHz	S ₁₁		S ₁₂		S ₂₁		S ₂₂		K	MAO ¹ (dB)
	MAO	ARG	MAO	ARG	MAO	ARG	MAO	ARG		
3.10	1.000	-1.27	4.899	178.46	0.001	92.31	0.954	-9.82	-0.03	26.47
3.20	1.000	-1.34	4.887	177.42	0.003	97.95	0.923	-10.00	-0.01	32.67
3.30	1.000	-1.43	4.884	176.29	0.004	99.67	0.953	-10.07	-0.01	31.02
3.40	0.999	-1.45	4.886	174.90	0.005	96.90	0.954	-9.96	0.04	29.78
3.50	0.996	-1.48	4.914	172.98	0.005	99.34	0.958	-10.54	0.10	28.93
3.75	0.993	-1.58	4.812	170.21	0.009	94.29	0.957	-9.56	0.13	27.34
4.00	0.949	-1.75	4.806	166.29	0.013	91.96	0.954	-9.07	0.16	25.79
4.50	0.950	-18.90	4.787	169.23	0.019	79.12	0.947	-13.93	0.19	24.09
5.00	0.967	-23.51	4.785	162.33	0.025	74.21	0.938	-17.61	0.26	21.83
5.50	0.951	-29.06	4.770	149.49	0.031	70.41	0.929	-22.27	0.30	21.88
6.00	0.931	-39.15	4.754	138.61	0.037	66.91	0.914	-26.72	0.36	21.12
6.50	0.908	-41.05	4.713	131.79	0.042	61.27	0.899	-31.08	0.43	20.49
7.00	0.882	-46.86	4.663	126.12	0.047	56.77	0.883	-35.16	0.50	19.99
7.50	0.825	-58.15	4.595	112.41	0.055	48.65	0.849	-42.36	0.64	19.23
8.00	0.766	-68.97	4.529	100.03	0.061	42.30	0.816	-49.21	0.79	18.73
8.50	0.694	-82.82	4.537	86.54	0.070	34.76	0.783	-57.22	0.94	18.10
9.00	0.622	-97.90	4.418	71.98	0.074	24.44	0.740	-65.37	1.06	16.21
9.50	0.488	-116.40	4.101	67.79	0.079	16.93	0.714	-77.55	1.18	14.77
10.00	0.407	-135.11	4.109	46.24	0.080	12.32	0.691	-85.85	1.33	13.66
11.00	0.394	-168.15	4.111	31.91	0.091	9.23	0.630	-102.64	1.21	13.79
12.00	0.391	173.95	3.994	16.52	0.102	1.30	0.173	-129.67	1.15	13.56
13.00	0.406	144.90	3.761	1.59	0.109	-7.23	0.132	-172.68	1.16	12.97
14.00	0.441	119.25	3.486	-12.63	0.109	-14.99	0.151	-143.72	1.21	12.22
15.00	0.507	101.09	3.183	-25.25	0.111	-21.27	0.208	-114.58	1.20	11.89
16.00	0.678	96.36	2.934	-37.87	0.109	-26.89	0.259	-99.67	1.18	11.74
17.00	0.952	74.71	2.701	-51.30	0.110	-32.42	0.352	-87.44	1.09	12.09
18.00	0.718	64.03	2.400	-64.66	0.108	-38.12	0.440	-79.72	1.03	12.66
19.00	0.751	64.95	2.112	-75.90	0.105	-44.73	0.517	-69.92	0.97	13.03
20.00	0.790	48.81	1.857	-86.48	0.100	-48.33	0.584	-60.15	0.96	12.68
21.00	0.812	46.64	1.679	-93.42	0.100	-50.92	0.597	-59.30	0.91	12.25
22.00	0.941	41.18	1.540	-102.29	0.100	-56.31	0.640	-55.17	0.77	11.86
23.00	0.957	36.69	1.419	-112.28	0.098	-60.75	0.675	-50.62	0.67	11.60
24.00	0.951	32.71	1.291	-121.28	0.095	-67.41	0.702	-45.66	0.66	11.32
25.00	0.856	27.01	1.229	-129.13	0.092	-71.40	0.706	-46.35	0.61	11.24
26.00	0.849	26.42	1.202	-136.41	0.094	-72.43	0.688	-43.12	0.65	11.05
26.50	0.842	29.21	1.180	-141.30	0.093	-73.52	0.694	-34.43	0.66	11.04

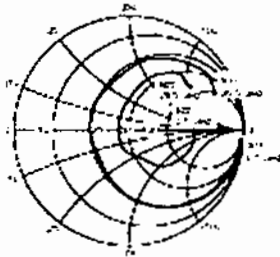
Note

1. Gain Calculation

$$MAO = \frac{|S_{21}|}{|S_{11}|} \left(1 + \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \right) \text{ When } K > 1, MAO \text{ is unstable and MSG ratio is used } MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(1 + \frac{|S_{11}| - |S_{22}|}{2|S_{12}S_{21}|} \right)$$

MAO = Maximum Available Gain
MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



Coordinate in Ohms
Frequency in GHz
Vo = 2 V, Io = 20 mA

NE3210S01
Vo = 2 V, Io = 20 mA

FREQUENCY GHz	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MAO ¹ (dB)
	MAO	ARG	MAO	ARG	MAO	ARG	MAO	ARG		
3.10	1.00	+1.35	5.350	178.44	0.001	100.26	0.552	-0.73	-0.17	35.97
3.20	1.000	+2.5	5.397	177.12	0.002	99.28	0.528	-1.57	-0.01	34.48
3.30	1.000	-3.65	5.337	175.80	0.004	87.65	0.589	-2.99	0.01	32.52
3.40	0.998	-4.98	5.330	174.35	0.005	87.54	0.590	-3.85	0.05	31.27
3.50	0.995	-5.88	5.237	172.35	0.005	85.52	0.594	-4.35	0.18	30.44
3.70	0.991	-8.15	5.225	169.31	0.008	84.90	0.594	-5.15	0.15	28.93
1.00	0.986	-11.95	5.204	164.85	0.011	82.77	0.591	-5.54	0.15	27.38
1.50	0.974	-17.90	5.159	167.43	0.017	79.05	0.584	-12.62	0.24	25.64
2.00	0.956	-24.42	5.120	159.35	0.022	75.64	0.575	-16.80	0.31	24.38
2.50	0.934	-30.87	5.063	142.74	0.029	71.93	0.564	-20.81	0.38	23.41
3.00	0.908	-37.20	5.092	135.43	0.033	67.50	0.551	-24.52	0.45	22.62
3.50	0.878	-43.32	5.856	128.25	0.037	63.92	0.536	-28.84	0.53	21.97
4.00	0.845	-49.17	5.779	121.34	0.042	59.78	0.521	-32.40	0.61	21.43
5.00	0.777	-60.41	5.554	108.25	0.049	52.66	0.491	-39.43	0.76	20.57
6.00	0.709	-70.94	5.407	95.77	0.054	47.45	0.464	-44.02	0.88	19.97
7.00	0.630	-84.63	5.307	82.35	0.063	40.74	0.417	-51.35	0.96	19.23
8.00	0.513	-95.19	5.065	68.31	0.067	32.02	0.342	-57.35	1.16	18.31
9.00	0.420	-117.65	4.867	54.55	0.074	25.26	0.284	-55.33	1.25	18.21
10.00	0.342	-136.22	4.507	43.14	0.077	21.16	0.235	-72.34	1.34	14.25
11.00	0.334	-159.56	4.571	30.55	0.090	17.65	0.210	-89.57	1.21	14.32
12.00	0.340	170.90	4.426	15.93	0.102	9.26	0.146	-113.65	1.14	14.09
13.00	0.368	141.32	4.158	1.31	0.110	0.21	0.090	-151.41	1.13	13.54
14.00	0.412	115.91	3.825	-11.59	0.114	-8.01	0.112	135.76	1.16	12.85
15.00	0.465	58.43	3.540	-23.59	0.117	-15.36	0.127	108.58	1.14	12.57
15.00	0.550	84.46	3.281	-35.55	0.112	-21.73	0.142	93.80	1.11	12.45
17.00	0.638	73.45	3.045	-49.59	0.118	-28.19	0.127	83.56	1.04	12.92
15.00	0.709	63.12	2.727	-61.59	0.115	-35.54	0.119	74.16	0.98	13.70
19.00	0.755	54.05	2.478	-72.93	0.113	-41.79	0.156	67.89	0.94	13.32
20.00	0.787	47.82	2.146	-82.09	0.108	-46.06	0.143	62.26	0.92	12.89
21.00	0.807	44.84	1.902	-89.90	0.107	-49.01	0.173	57.55	0.89	12.63
22.00	0.837	40.34	1.815	-98.91	0.107	-54.94	0.144	53.81	0.77	12.29
23.00	0.852	35.93	1.686	-109.00	0.105	-61.41	0.148	49.53	0.67	12.07
24.00	0.846	31.86	1.508	-118.22	0.102	-66.55	0.175	46.40	0.64	11.83
25.00	0.849	26.10	1.488	-126.33	0.099	-70.76	0.177	45.14	0.59	11.77
25.00	0.840	25.54	1.467	-134.00	0.101	-72.25	0.155	43.16	0.62	11.62
25.00	0.835	24.02	1.446	-139.13	0.099	-74.52	0.160	34.52	0.63	11.52

Note:

1. Gain Calculator:

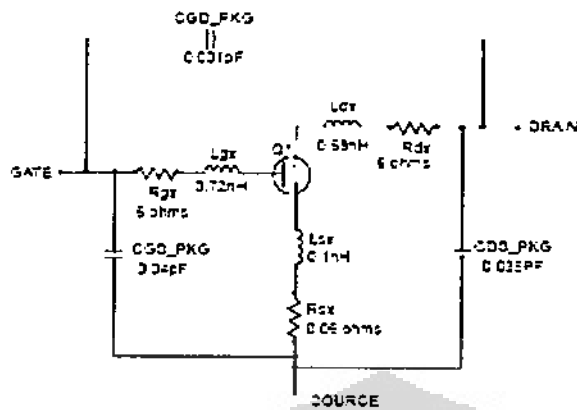
$$Mag = \frac{|S_{21}|}{|S_{11}|} \left(1 - |S_{11}|^2 \right) \left(1 - |S_{22}|^2 \right) \left(1 - |S_{12}|^2 \right) \left(1 - |S_{21}|^2 \right) \left(1 - |S_{11}|^2 \right) \left(1 - |S_{22}|^2 \right) \left(1 - |S_{12}|^2 \right) \left(1 - |S_{21}|^2 \right)$$

MAO = Maximum Available Gain

MSS = Maximum Stable Gain

NE3210S01 NONLINEAR MODEL

SCHEMATIC



FET NONLINEAR MODEL PARAMETERS (1)

Parameters	Q1	Parameters	Q1
VTO	-0.799	RG	8
VTOGC	3	RD	0E
ALPHA	9	RS	3
BETA	0.0952	RGMET	0
GAMMA	0.072	KF	0
GAMMADC	0.055	AF	1
Q	2.5	TNOXI	07
DELTA	0.5	XTI	3
VBI	0.5	EG	1.43
IS	1e-14	VTOTC	0
N	1	BETATCE	0
RS	3	FFE	1
RID	3		
TAU	4e-12		
GDS	0.12e-12		
RDB	0.03		
CBS	1e-9		
CGSO	0.38e-12		
CGDO	0.014e-12		
DELTA1	0.3		
DELTA2	0.5		
FC	0.5		
VER	InfInky		

UNITS

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

MODEL RANGE

Frequency: 0.1 to 22.5 GHz
 Bias: VGS = 1V to 3V, ID = 5 mA to 30 mA
 Date: 1/99

©1 Series-N Libra TOX Mode