



UNIVERSITAS INDONESIA

**PERANCANGAN AUTOMATIC GAIN CONTROL UNTUK
MOBILE WIMAX PADA FREKUENSI 2,3 GHZ**

SKRIPSI

RANGGA UGAHARI
04 05 03 0664

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JUNI 2009**



UNIVERSITAS INDONESIA

**PERANCANGAN AUTOMATIC GAIN CONTROL UNTUK
MOBILE WIMAX PADA FREKUENSI 2,3 GHZ**

SKRIPSI

Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar sarjana teknik

RANGGA UGAHARI

04 05 03 0664

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JUNI 2009**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Rangga Ugahari

NPM : 0405030664

Tanda Tangan :

Tanggal : 17 Juni 2009

HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh :
Nama : Rangga Ugahari
NPM : 0405030664
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Skripsi : Perancangan Automatic Gain Control untuk
Mobile WiMAX pada Frekuensi 2,3 GHz

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

DEWAN PENGUJI

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

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

Penguji : Dr. Ir. Purnomo Sidi Priambodo, M.Sc ()

Ditetapkan di : Depok
Tanggal : 2 Juli 2009

KATA PENGANTAR

Puji syukur hanya kepada ALLAH SWT, Yang Maha Berkuasa, sehingga tugas skripsi ini dapat diselesaikan dengan baik. Penulis juga mengucapkan terima kasih kepada :

1. Bapak Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D, selaku dosen pembimbing yang telah memberikan saran, petunjuk, dan bimbingan kepada penulis.
2. Keluarga saya yang telah memberikan doa dan dukungan moril maupun materi sehingga tugas ini dapat diselesaikan dengan baik.
3. Rekan – rekan Elektro, khususnya angkatan 2005 atas semangat yang diberikan kepada penulis.

Akhir kata, kami mengucapkan terima kasih yang sebesar-besarnya kepada semua pihak yang telah membantu penyusunan laporan skripsi ini, khususnya yang kami sebutkan di atas dan kami mohon maaf jika ada hal-hal yang kurang berkenan.

Depok, Juni 2009

Penulis

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

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

Nama : Rangga Ugahari
NPM : 0405030664
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis karya : Skripsi

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

**“Perancangan Automatic Gain Control untuk Mobile WiMAX pada
Frekuensi 2,3 GHz”**

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

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok
Pada tanggal : 17 Juni 2009
Yang menyatakan

(Rangga Ugahari)

ABSTRAK

Nama : Rangga Ugahari
Program Studi: Teknik Elektro
Judul : Perancangan Automatic Gain Control untuk Mobile WiMAX
pada Frekuensi 2,3 GHz

Seiring dengan perkembangan teknologi telekomunikasi, kebutuhan manusia terhadap komunikasi tidak hanya suara saja, tetapi juga manusia membutuhkan komunikasi data seperti gambar maupun video dengan menggunakan peralatan *wireless* sehingga memiliki mobilitas yang tinggi. Salah satu teknologi *wireless* yang saat ini sedang berkembang dan dapat memenuhi kriteria tersebut adalah *mobile WiMAX* dengan standard IEEE 802.16e.

Agar teknologi *mobile WiMAX* ini dapat diaplikasikan dengan baik, maka kebutuhan akan selektifitas dan kendali yang baik terhadap tingkatan sinyal keluaran menjadi masalah yang sangat mendasar dalam perencanaan sistem komunikasi. Oleh karena itu, maka digunakan *Automatic Gain Control (AGC)* untuk mengurangi variasi amplitudo yang terjadi pada sinyal keluaran yang dapat menyebabkan hilangnya informasi atau juga penurunan performa sistem.

Dalam skripsi ini dibahas mengenai perancangan rangkaian *automatic gain control (AGC)* yang terdiri dari beberapa bagian rangkaian yaitu *variable gain amplifier (VGA)* yang berfungsi sebagai rangkaian yang penguatannya akan dikendalikan, *detector* berfungsi sebagai pendeteksi dari sinyal keluaran yang kemudian akan dibandingkan dengan sinyal acuan (sinyal yang diharapkan), *integrator* yang berfungsi sebagai *low pass filter* dan juga sebagai pembanding sinyal dari *detector* dengan sinyal acuan yang keluarannya merupakan sinyal kendali yang akan mengendalikan gain pada VGA.

Rangkaian AGC hasil rancangan sudah dapat memenuhi parameter – parameter rancangan yang diinginkan. Rangkaian AGC dapat berfungsi dengan baik pada intermediate frequency 100 MHz. Jangkauan daya input yang masih dapat dikendalikan untuk menghasilkan output sebesar 5,217 dBm adalah dari -100 dBm sampai 35 dBm. Gain maksimum yang dapat dihasilkan oleh rangkaian AGC hasil rancangan adalah sebesar 106,125 dB. Impedance matching dirancang agar memiliki nilai 50 ohm dan dihasilkan nilai input matching (50,041+j0,047) ohm dan nilai output matching (50,165+j0,023) ohm. Setelah dilakukan simulasi, maka didapatkan hasil bahwa rangkaian automatic gain control yang dirancangan sudah dapat memenuhi tujuan dari parameter – parameter yang akan dicapai.

Kata kunci :

Pengendali Gain Otomatis, AGC, *Mobile WiMAX*, WiMAX

ABSTRACT

Name : Rangga Ugahari
Study Program : Electrical Engineering
Title : Design of Automatic Gain Control for Mobile WiMAX at 2.3 GHz

Along with the development of telecommunication technology, people need to communicate with others not only voice but also the data communications such as pictures and video using wireless devices, so have a high mobility. One of the wireless technologies that is currently being developed and can meet the above criteria is the mobile WiMAX standard IEEE 802.16e.

For the purpose mobile WiMAX technology can be well applied, the need of selectivity for control the output signal level is become a very fundamental problem in communication systems. Therefore, the use of Automatic Gain Control (AGC) to reduce the amplitude variations that occur on output signal that can cause loss of information or a decrease in system performance.

In this thesis, explain about designing automatic gain control (AGC) circuit, which consists of several parts, that is variable gain amplifier (VGA) circuit, which functions as a gain controllable circuit, detector to detect the signal from the output, then the signal will be compared with the signal reference (the signal is expected), the integrator works as low pass filter and also as a comparison signal from the detector with the reference signal which the output of the integrator is a control signal that controls the gain in the VGA circuit.

The result of AGC circuit design is already met the requirement parameters. AGC circuit can work at 100 MHz intermediate frequency. Range of input power that can still be controlled to produce the output of 5.217 is from -100 dBm to 35 dBm. Maximum gain that can be generated by AGC circuit is 106,125 dB. Impedance matching is designed to have a value of 50 ohm input and the resulting value of input matching is $(50,041 + j0.047)$ ohm and output matching $(50,165 + j0.023)$ ohm. After the simulation, the results obtained that the design of automatic gain control can already meet the goal of desire parameters.

Key words :

Automatic Gain Control, AGC, Mobile WiMAX, WiMAX

DAFTAR ISI

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	ii
HALAMAN PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR.....	iv
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS.....	v
ABSTRAK	vi
ABSTRACT	vii
DAFTAR ISI	viii
DAFTAR GAMBAR	x
DAFTAR TABEL	xii
DAFTAR LAMPIRAN	xiii
BAB 1 PENDAHULUAN.....	1
1.1. LATAR BELAKANG	1
1.2. TUJUAN PENULISAN	2
1.3. BATASAN MASALAH	2
1.4. METODE PENULISAN	2
1.5. SISTEMATIKA PENULISAN	2
BAB 2 DASAR TEORI	4
2.1. WiMAX.....	4
2.1.1. Prinsip Kerja WiMAX.....	4
2.1.2. Mobile WiMAX	4
2.2. AUTOMATIC GAIN CONTROL	5
2.2.1. Arsitektur AGC	5
2.2.2. Operasi AGC	6
2.2.3. Mobile WiMAX	7
2.3. DASAR KOMPONEN ELEKTRONIKA	9
2.3.1. Komponen Pasif pada Frekuensi Radio	9
2.3.2. Transistor.....	11
2.3.3. Impedance Matching	12
2.3.4. Rangkaian Bias.....	16
BAB 3 PERANCANGAN AUTOMATIC GAIN CONTROL.....	20
3.1. SISTEM MOBILE WiMAX	20
3.2. AUTOMATIC GAIN CONTROL	21
3.2.1. Variable Gain Amplifier (VGA).....	23
3.2.2. Detector	26
3.2.2. Integrator.....	28
BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISA	30

4.1. RANGKAIAN <i>AUTOMATIC GAIN CONTROL</i>	30
4.2. HASIL SIMULASI PERANCANGAN VGA	30
4.3. HASIL SIMULASI PERANCANGAN AGC	33
4.3.1. <i>Minimum dan Maksimum Input</i>	33
4.3.2. <i>Variasi Input</i>	39
BAB 5 KESIMPULAN	48
DAFTAR ACUAN.....	49
DAFTAR PUSTAKA	50
LAMPIRAN	50

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2. 1 Arsitektur AGC[1].....	6
Gambar 2. 2 Konfigurasi AGC[1].....	6
Gambar 2. 3 Blok Diagram AGC[2]	8
Gambar 2. 4 Fungsi Alih Sistem AGC[2]	9
Gambar 2. 5 Karakteristik Komponen pada Frekuensi Tinggi[3].....	9
Gambar 2. 6 Perubahan Nilai Impedansi Resistor pada Frekuensi Tinggi[3].....	10
Gambar 2. 7 (a) Konfigurasi BJT Tipe NPN; (b) Konfigurasi BJT Tipe PNP	11
Gambar 2. 8 Diagram Blok Amplifier Gelombang Mikro[4]	12
Gambar 2. 9 Rangkaian Matching[4]	13
Gambar 2. 10 (a) Induktansi Seri; (b) Kapasitansi Seri[5].....	14
Gambar 2. 11 (a) Induktansi Paralel; (b) Kapasitansi Paralel[5]	15
Gambar 2. 12 Matching dengan Menggunakan Smith Chart[5]	16
Gambar 2. 13 (a) Rangkaian Bias Umpan Balik Tegangan; (b) Rangkaian Bias Umpan Balik Tegangan dengan Sumber Arus Basis Konstan[4].....	17
Gambar 2. 14 Grafik Hubungan antara Arus Basis dengan Temperatur pada Transistor Gelombang Mikro[4].....	18
Gambar 2. 15 Rangkaian DC Bias dengan Bypassed Emitter Resistor[4].....	18
Gambar 2. 16 Pilihan Titik Operasi DC[4]	19
Gambar 3. 1 Sistem <i>Mobile WiMAX</i> [6].....	20
Gambar 3. 2 Diagram Blok AGC.....	22
Gambar 3. 3 Grafik antara Tegangan Bias Transistor dengan Gain pada Loop AGC[3]	22
Gambar 3. 4 Rangkaian VGA[3].....	24
Gambar 3. 5 (a) Rangkaian Impedance Input Matching; (b) Rangkaian Impedance Output Matching.....	25
Gambar 3. 6 Rangkaian VGA Hasil Rancangan	25
Gambar 3. 7 Rangkaian VGA dengan Menggunakan 5 Transistor.....	26
Gambar 3. 8 AM demodulator	27
Gambar 3. 9 Rangkaian Envelope Detector	27
Gambar 3. 10 Rangkaian Integrator Umum	28
Gambar 3. 11 Rangkaian Integrator[3].....	28
Gambar 3. 12 Rangkaian Integrator Hasil Rancangan	29
Gambar 4. 1 Rangkaian <i>Automatic Gain Control</i>	30
Gambar 4. 2 Hasil Simulasi Gain Maksimum.....	31
Gambar 4. 3 Hasil Simulasi VSWR pada Rancangan VGA	33
Gambar 4. 4 Hasil Simulasi Daya Input dan Output dengan Input -56 dBm.....	34
Gambar 4. 5 Hasil Simulasi Tegangan Acuan untuk Menghasilkan Daya Output 5.217 dBm	35
Gambar 4. 6 Hasil Simulasi Daya Input dan Output dengan Input --100 dBm	37
Gambar 4. 7 Hasil Simulasi Daya Input dan Output dengan Input 35 dBm	39
Gambar 4. 8 Hasil Simulasi Daya Input dan Output dengan Input yang Bervariasi..	40
Gambar 4. 9 Hasil Simulasi Tegangan Kendali dengan Input yang Bervariasi	42
Gambar 4. 10 Hasil Simulasi Tegangan Output Detector dan Tegangan Acuan	43

Gambar 4. 11 Hasil Simulasi Daya Output, Output Detector, dan Tegangan Kendali.....	44
Gambar 4. 12 Rangkaian Integrator	45



DAFTAR TABEL

Tabel 4. 1 Hasil Simulasi Impedance Matching.....	32
Tabel 4. 2 Nilai Daya Input dan Output pada Percobaan dengan Input yang Bervariasi.....	40
Tabel 4. 3 Waktu untuk Mencapai Keadaan Output Stabil untuk Setiap Perubahan Input.....	41
Tabel 4. 4 Data Penguatan ketika Input Berubah - ubah.....	42
Tabel 4. 5 Data Penguatan dan Tegangan Kendali	43
Tabel 4. 6 Data Rancangan dan Hasil Simulasi	47

DAFTAR LAMPIRAN

Lampiran 1 : Gambar Rangkaian AGC Lengkap.....	51
Lampiran 2 : Datasheet BJT Tipe AT-41533.....	52



BAB 1 PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang

Teknologi dibidang informasi dan telekomunikasi telah berkembang dengan pesat. Perkembangan dunia telekomunikasi dan informasi sangat penting untuk menunjang kegiatan masyarakat dalam berbisnis yang memerlukan kecepatan komunikasi. Untuk menjadikan efektif dan efisiennya kegiatan bisnis pada suatu negara dibutuhkan pemerataan pengembangan fasilitas tersebut di seluruh wilayah negara tersebut.

Perkembangan teknologi komunikasi berkembang sangat cepat, sehingga mengakibatkan peningkatan jumlah pelanggan yang tentu saja membutuhkan jenis layanan yang berbeda - beda. Mula-mula dikembangkan teknologi komunikasi dengan menggunakan media kabel. Teknologi ini berkembang luas dan menjangkau seluruh lapisan masyarakat. Kemudian muncul tuntutan dari masyarakat yang memiliki mobilitas tinggi, agar perangkat telekomunikasi dapat menunjang aktivitas mereka, dalam artian selalu siap sedia dimanapun mereka berada. Oleh karena itu, dikembangkan sistem telepon bergerak yang mempunyai berbagai perangkat yang mengerjakan seluruh proses yang diperlukan dalam komunikasi tersebut yang diatur oleh suatu sistem.

Sekarang ini, kebutuhan manusia terhadap komunikasi tidak hanya suara saja, tetapi juga manusia membutuhkan komunikasi data seperti gambar maupun video dengan menggunakan peralatan *wireless*. Salah satu teknologi *wireless* yang saat ini sedang berkembang dan dapat memenuhi kriteria tersebut adalah WiMAX.

Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) adalah teknologi *wireless broadband* yang sangat cocok untuk melakukan komunikasi berupa data karena WiMAX ini mempunyai *bandwidth* yang lebar dan *bit rate* yang besar. Standar WiMAX ini diatur oleh standard IEEE 802.16.

Dengan semakin pesatnya perkembangan teknologi telekomunikasi, maka kebutuhan akan selektifitas dan kendali yang baik terhadap tingkatan sinyal keluaran menjadi masalah yang sangat mendasar dalam perencanaan sistem komunikasi. Oleh karena itu, maka digunakan *Automatic Gain Control* (AGC) untuk mengurangi variasi amplitudo yang terjadi pada sinyal keluaran yang dapat menyebabkan hilangnya informasi atau juga penurunan performa sistem.

1.2. Tujuan

Tujuan skripsi ini adalah untuk membuat suatu rancangan rangkaian *automatic gain control* untuk mobile WiMAX 2,3 GHz berdasarkan pada standar IEEE 802.16e.

1.3. Batasan Masalah

Skripsi ini meliputi perancangan rangkaian *automatic gain control* untuk diaplikasikan pada WiMAX dengan standar IEEE 802.16e.

1.4. Metode Penulisan

Penyusunan tugas akhir ini disusun berdasarkan dari beberapa sumber literatur, baik berupa majalah-majalah, jurnal, bahan seminar, internet, dan buku-buku mengenai komunikasi *wireless* yang terkait yang sangat mendukung penyusunan tugas akhir ini.

1.5. Sistematika Penulisan

Pembahasan laporan skripsi ini secara garis besar tersusun dari 5 (lima) bab, yaitu diuraikan sebagai berikut:

BAB I. PENDAHULUAN

Pada Bab ini akan dibahas mengenai latar belakang masalah, batasan masalah, tujuan penulisan, metode penulisan, dan sistematika penulisan.

BAB II. DASAR TEORI

Pada bab ini akan dibahas teori mengenai *automatic gain control*, komponen – komponen yang menyusunnya, serta teori mengenai WiMAX dan parameter - parameternya.

BAB III. PERANCANGAN AUTOMATIC GAIN CONTROL

Menjelaskan mengenai model dari *automatic gain control* serta parameter – parameter WiMAX yang digunakan.

BAB IV. HASIL SIMULASI DAN ANALISA

Bab ini menjelaskan analisa hasil simulasi dari rancangan yang telah dibuat.

BAB V. KESIMPULAN

Dikemukakan berupa poin – poin kesimpulan dari keseluruhan laporan skripsi.

BAB 2 DASAR TEORI

2.1. WiMAX

WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) yang menggunakan standar IEEE 802.16 merupakan sebuah teknologi pengembangan dari WiFi. Tidak seperti pada WiFi yang dirancang untuk lingkungan *indoor*, teknologi WiMAX dirancang untuk diaplikasikan pada lingkungan *outdoor*. Dan untuk dapat diaplikasikan pada lingkungan *outdoor* tersebut, WiMAX memiliki spesifikasi yang lebih baik, antara lain pada WiMAX generasi awal dengan standar IEEE802.16a memiliki *bandwidth* 70 Mbps dan dapat menjangkau luas wilayah sampai 30 Miles.

2.1.1. Prinsip Kerja WiMAX

WiMAX dapat bekerja dengan memberikan 2 format layanan wireless :

- a. *Non-Line-Of-Sight*, dimana sebuah antena kecil dipasang pada komputer dihubungkan dengan menara pemancar dengan menggunakan frekuensi kerja antar 2 GHz sampai 11 GHz.
- b. *Line-Of-Sight*, dimana sebuah antena tetap dipasang pada menara WiMAX. Koneksi LOS ini lebih kuat dan lebih stabil, sehingga bisa dipergunakan untuk mengirimkan sejumlah data dengan tingkat kesalahan yang relatif sedikit. Format *Line-Of-Sight* dapat menggunakan frekuensi yang lebih tinggi sampai 66 GHz.

Dengan menggunakan antena LOS yang kuat, stasiun transmisi WiMAX dapat mengirimkan data ke komputer atau *router* yang menggunakan WiMAX dengan radius 50 Km atau *coverage area* seluas 576 Km².

2.1.2. Mobile WiMAX

Seiring dengan perkembangan teknologi telekomunikasi, maka teknologi WiMAX juga terus berkembang dan sampai pada tahun 2005 dikeluarkan

standard baru WiMAX IEEE 802.16e yaitu standar untuk mobile WiMAX.

Hal yang paling membedakan *mobile* WiMAX (IEEE 802.16e) dengan teknologi WiMAX sebelumnya (IEEE 802.16a-d) adalah jika pada *Fixed* WiMAX, peralatan *end devices* yang dapat digunakan bersifat *portable* hanya terbatas untuk dipakai berpindah tempat dengan berjalan kaki saja, sedangkan pada teknologi *mobile* WiMAX, peralatan *end device* dapat digunakan di dalam kendaraan yang sedang berjalan (mobil) dengan tetap terhubung dengan layanan WiMAX.

2.2. *Automatic Gain Control*

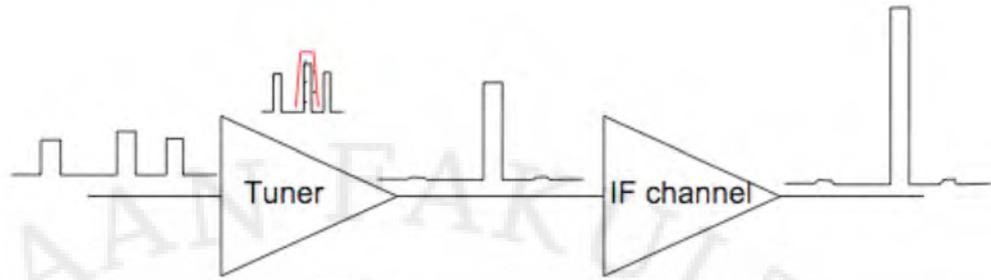
Automatic Gain Control (AGC) berfungsi untuk menghindari terjadinya fluktuasi daya pada berbagai perangkat elektronik. Prinsip dasar dari AGC adalah mengatur kekuatan dari sinyal. Jika sinyal yang diterima lemah, maka AGC akan mengatur nilai penguatan untuk meningkatkan kekuatan sinyal tersebut dan menjaganya 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. Rangkaian VCR ini pada dasarnya merupakan suatu rangkaian JFET sederhana.

2.2.1. *Arsitektur AGC*

Input sistem RF biasanya dikonfigurasi kedalam dua blok yang berbeda seperti terlihat pada Gambar 2.1 yang menunjukkan arsitektur AGC :

- *Input tuner amplifier* untuk menyaring kanal yang diinginkan
- *Intermediate fixed frequency amplifier* (IF channel), blok yang melakukan penguatan terhadap sinyal yang telah disaring.

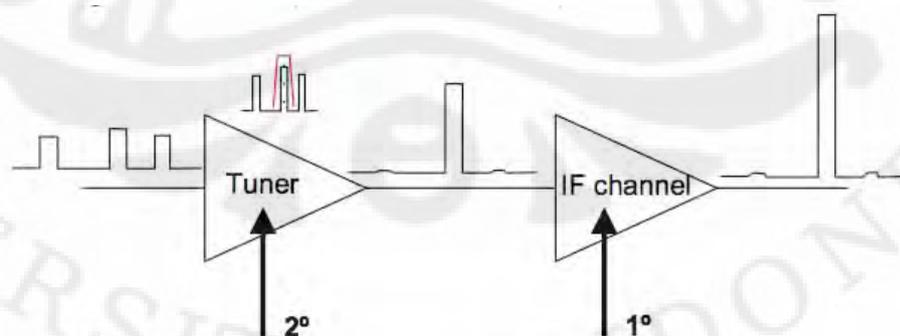


Gambar 2. 1 Arsitektur AGC[1]

Semua rangkaian elektronik merupakan sumber dari *noise*. Oleh karena itu, untuk memperhitungkan pengaruh *noise* pada aplikasi yang sebenarnya, adalah hal yang tepat untuk mempertimbangkan hubungan antara sinyal yang diinginkan dengan *noise* yang terjadi. Hubungan tersebut adalah *signal to noise ratio* SNR. Oleh karena itu, semakin besar nilai SNR, berarti pengaruh *noise* yang terjadi akan semakin kecil. Berdasarkan hal tersebut, maka dapat dikatakan bahwa *tuner* merupakan elemen yang paling penting dari kedua blok yang telah disebutkan di atas, karena *tuner* bekerja dari sinyal yang sangat lemah (μV). Oleh karena itu, untuk meningkatkan nilai SNR, *tuner* harus bekerja pada nilai penguatan yang maksimum untuk sinyal yang lemah.

2.2.2. Operasi AGC

Proses dari AGC terdiri dari dua tingkatan, proses pertama terjadi pada *IF amplifier*, kemudian dilanjutkan oleh proses pada *tuner*.



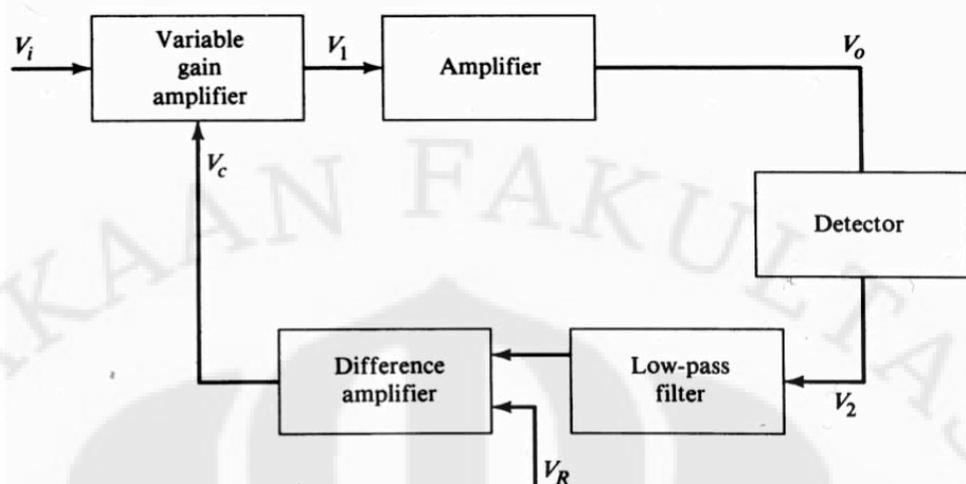
Gambar 2. 2 Konfigurasi AGC[1]

Adapun tujuan utama dari bentuk konfigurasi AGC seperti terlihat pada Gambar 2.2 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.

2.2.3. Mobile WiMAX

Banyak percobaan yang telah dilakukan untuk menjelaskan secara jelas mengenai sistem AGC dengan menggunakan teori sistem kendali dari *pseudo linear approximations* sampai *multivariable systems*. Setiap model memiliki kelebihan dan kekurangan masing – masing. Contohnya adalah model orde 1, model orde 1 merupakan model yang mudah untuk dianalisa dan dimengerti, tetapi kadang – kadang hasil akhir dari model tersebut menunjukkan suatu data yang memiliki tingkat akurasi yang rendah. Sebaliknya, pada model *non-linear* dan *multivariable system* menunjukkan tingkat akurasi yang tinggi, tetapi secara teori dan implementasi dari sistem tersebut dapat menjadi sangat lambat.

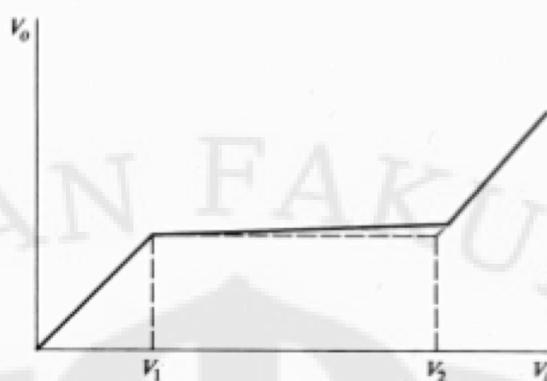
Dari sudut pandang praktek, penjelasan yang paling umum mengenai sistem AGC dapat dilihat pada Gambar 2.3 yang menunjukkan blok diagram rangkaian AGC secara umum. Sinyal input dikuatkan oleh *variable gain amplifier* (VGA), yang penguatannya dikendalikan oleh sinyal luar V_c . Sinyal output dari VGA akan dikuatkan lagi untuk menghasilkan sinyal V_o yang memadai. Beberapa parameter sinyal output, seperti amplitudo, frekuensi pembawa, indeks modulasi atau frekuensi, dibaca oleh detektor, semua komponen yang tidak diinginkan akan disaring keluar dan sinyal yang tersisa akan dibandingkan dengan sinyal acuan. Hasil dari perbandingan tersebut digunakan untuk men-*generate* tegangan kendali (V_c) dan mengatur penguatan dari VGA.



Gambar 2. 3 Blok diagram AGC[2]

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 2.4 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.

Banyak parameter dari AGC bergantung pada jenis modulasi yang digunakan pada sistem. Jika sistem menggunakan salah satu jenis *amplitude modulation* (AM), maka AGC harus diatur agar tidak memberikan respon pada setiap perubahan yang terjadi pada *amplitude modulation* atau akan terjadi *distorsi*. Oleh karena itu, *bandwidth* AGC harus dibatasi pada nilai yang lebih rendah dari frekuensi modulasi yang terendah. Sementara untuk sistem yang menggunakan frekuensi ataupun *pulse modulation*, sistem yang dibutuhkan tidak begitu ketat.



Gambar 2. 4 Fungsi alih sistem AGC[2]

2.3. Dasar Komponen Elektronika

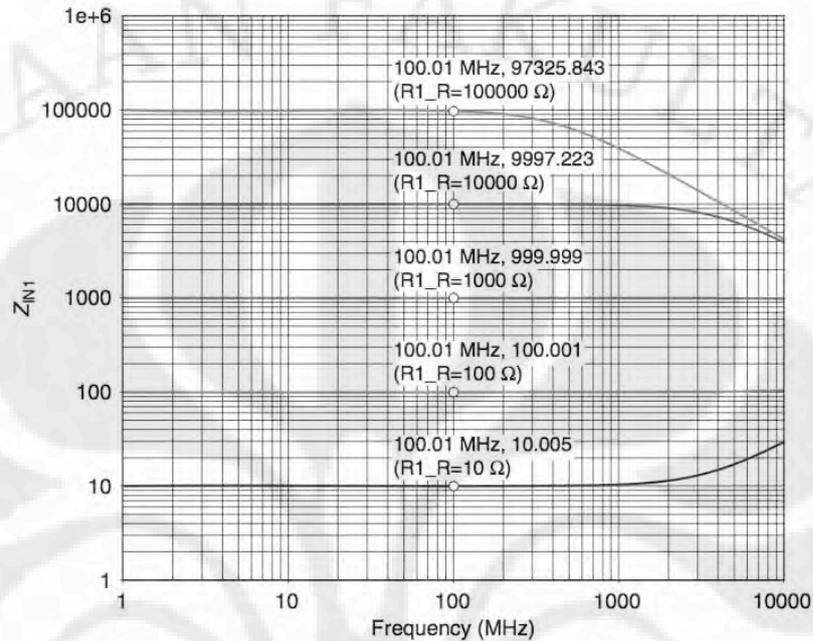
2.3.1. Komponen Pasif pada Frekuensi Radio

Komponen pasif dasar dari suatu rangkaian elektronika terdiri dari resistor, kapasitor, dan induktor. Ketiga komponen tersebut ketika bekerja pada frekuensi yang lebih tinggi, ternyata memiliki sifat yang tidak murni seperti yang diasumsikan saat bekerja pada frekuensi rendah. seperti terlihat pada Gambar 2.5, bahwa sifat dari resistor, kapasitor, dan induktor tidak murni seperti yang diharapkan. Oleh karena itu, hal tersebut harus diperhatikan ketika membuat rancangan dan simulasi rangkaian elektronika yang bekerja pada frekuensi tinggi.

COMPONENT	LF BEHAVIOR	HF BEHAVIOR	TRUE RF RESPONSE
WIRE			
CAPACITOR			
INDUCTOR			
RESISTOR			

Gambar 2. 5 Karakteristik komponen pada frekuensi tinggi[3]

Suatu resistor dengan nilai lebih dari beberapa ratus ohm, nilai resistansinya akan mulai berkurang ketika nilai frekuensi operasi meningkat, seperti terlihat pada Gambar 2.6 :



Gambar 2. 6 Perubahan nilai impedansi resistor pada frekuensi tinggi[3]

Kapasitor pada frekuensi radio dan frekuensi gelombang mikro harus dipilih tidak hanya berdasarkan pada harga dan juga kestabilan terhadap temperatur, tetapi juga berdasarkan kemampuannya untuk dapat diaplikasikan dengan baik pada frekuensi tinggi. Seperti terlihat pada Gambar 2.5, kapasitor lead induktansi yang tidak diharapkan yang merubah karakteristik kapasitor ketika frekuensi meningkat. Nilai kapasitor yang dipublikasikan biasanya pada frekuensi 1 MHz. Oleh karena itu, sebelum memilih kapasitor untuk penggunaan pada frekuensi tinggi, adalah sangat penting untuk memastikan bahwa kapasitor tersebut benar – benar sesuai memenuhi persyaratan untuk dapat menghasilkan performa sesuai yang diinginkan.

Induktor pada frekuensi tinggi akan dipengaruhi dengan adanya efek yang tidak diinginkan yaitu *distributed parasitic capacitance*, yaitu seolah – olah akan ada sebuah kapasitor yang terpasang paralel dengan nilai induktor yang diinginkan. Hal tersebut berarti bahwa terdapat pada beberapa frekuensi yang akan memaksa induktansi dari kumparan menjadi paralel dengan *distributed*

capacitance, yang mengakibatkan terjadinya puncak impedansi tinggi yang terbentuk pada beberapa frekuensi tertentu.

2.3.2. Transistor

Secara umum transistor terbagi menjadi dua yaitu *unipolar Field Effect Transistor* (FET) dan *Bipolar Junction Transistor* (BJT). Sementara transistor yang akan dibahas lebih jauh adalah BJT. Pada BJT, baik pembawa mayoritas maupun pembawa minoritas yaitu elektron dan hole memiliki peran yang sama pentingnya, oleh sebab itu maka disebut dengan *bipolar*. Jika dibandingkan dengan FET, BJT dapat menghasilkan penguatan yang lebih besar dan juga tanggapan frekuensi yang lebih baik.

Transistor merupakan suatu komponen 3 kaki yang menggabungkan 3 buah semikonduktor. Berdasarkan konstruksi dari tipe semikonduktor yang digabungkan, maka terdapat 2 tipe transistor (BJT), yaitu tipe npn dan pnp seperti



Gambar 2. 7 (a) Konfigurasi BJT tipe NPN; (b) Konfigurasi BJT tipe PNP

terlihat pada Gambar 2.7 yang menunjukkan konfigurasi dua tipe BJT.

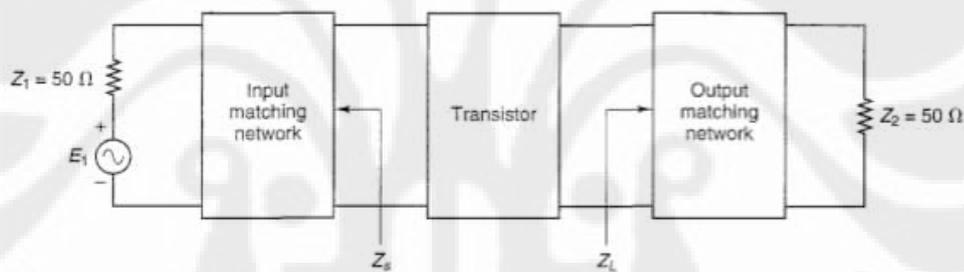
Berdasarkan Gambar 2.7, BJT memiliki tiga *region* yang berbeda. Bagian tipis yang terletak ditengah biasa disebut basis dari transistor, sedangkan dua yang tersisa disebut kolektor dan emiter. Hampir semua BJT memiliki konfigurasi antara kolektor dan emiter tidak simetris, dimana persimpangan kolektor lebih besar dari emiter.

Secara umum, hampir semua *bipolar junction transistors* (BJTs) untuk aplikasi gelombang mikro berbentuk *planar* dan dibuat dari silikon dengan tipe konstruksi npn. Adapun empat aplikasi umum dimana BJTs digunakan untuk aplikasi frekuensi gelombang mikro adalah *small-signal amplifiers*, *linear power amplifiers*, *low-noise amplifiers*, dan *oscillators*.

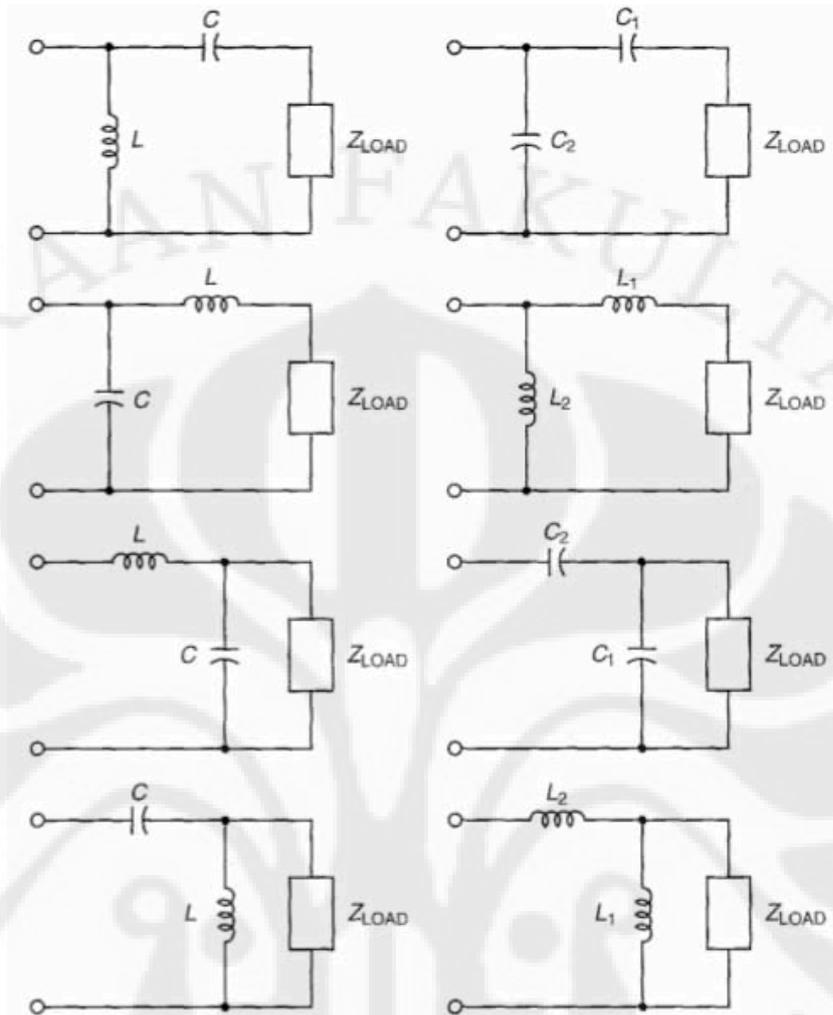
2.3.3. Impedance Matching

Kebutuhan rangkaian *matching* meningkat karena *amplifier*, dengan tujuan untuk menghantarkan daya maksimum ke beban, maka harus determinasi secara benar pada bagian *port* input dan output. Gambar 2.8 memperlihatkan suatu kondisi dimana suatu transistor yang bertujuan untuk menghantarkan daya maksimum ke beban 50-ohm, harus memiliki terminasi Z_s dan Z_L . Rangkaian *input matching* dirancang untuk mengubah bentuk *generator impedance* (terlihat pada Gambar 2.8 $Z_1 = 50$ ohm) menjadi impedansi sumber Z_s , dan rangkaian *output matching* 50 ohm terminasi ke *load impedance* Z_L .

Walaupun perancangan rangkaian *matching* memiliki banyak tipe, *L section* seperti terlihat pada Gambar 2.9 tidak hanya sederhana, tetapi juga cukup baik untuk diaplikasikan ke dalam suatu rangkaian *matching*. Rangkaian *matching* harus memiliki karakteristik *lossless* agar tidak menghilangkan daya sinyal.



Gambar 2. 8 Diagram blok amplifier gelombang mikro[4]



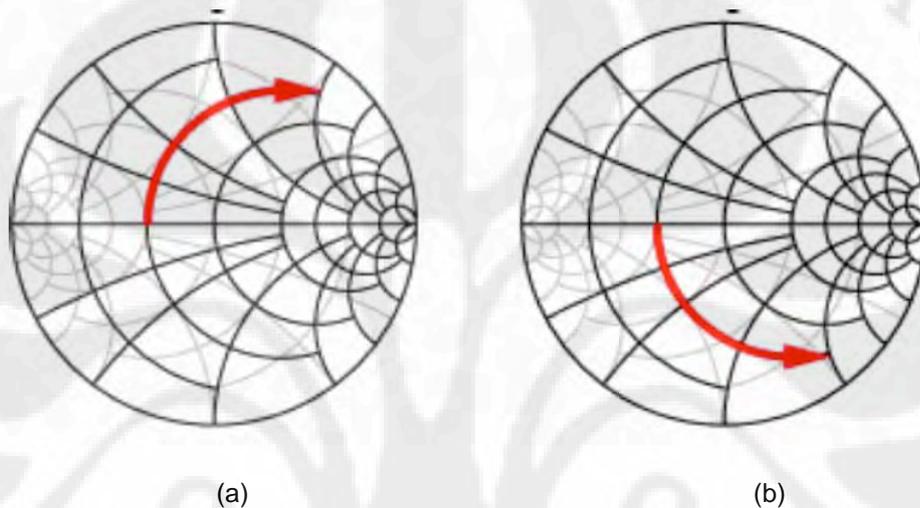
Gambar 2. 9 Rangkaian matching[4]

Impedance matching merupakan suatu bagian yang harus diperhatikan ketika ingin melakukan suatu desain rangkaian untuk meningkatkan efisiensi dari rangkaian tersebut. Jika impedansi sumber dengan impedansi beban sudah *match*, maka gelombang yang dikirim oleh sumber akan sampai sepenuhnya ke beban, tidak ada gelombang yang dipantulkan balik oleh beban, berarti koefisien refleksi bernilai 0.

Untuk melakukan suatu perancangan rangkaian *matching* dapat dilakukan dengan menggunakan pendekatan matematis ataupun pendekatan dengan menggunakan *smith chart*. Pada metode *smith chart*, titik – titik admitansi dan impedansi akan diplot yang merupakan harga normalisasi pada suatu harga tertentu. Titik admitansi dapat diperoleh dari titik impedansi dengan mencerminkannya pada titik tengah, begitu juga sebaliknya. Pada metode *smith*

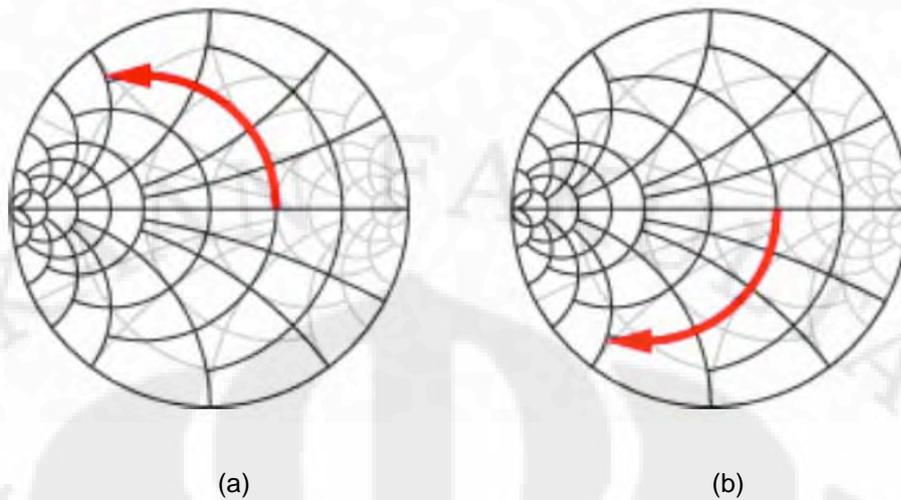
chart, maka dapat dilakukan dengan penambahan komponen reaktansi seri atau paralel dengan beberapa aturan :

1. Gambar 2.10 menunjukkan perilaku titik impedansi yang terjadi pada smith chart ketika melakukan penambahan rangkaian inductor seri maupun kapasitor seri. Penambahan L seri atau C seri menggerakkan titik impedansi di sepanjang lingkaran resistansi konstan. L seri menambah induktansi sedangkan penambahan C seri mengurangi kapasitansi.



Gambar 2. 10 (a) Induktansi seri; (b) Kapasitansi seri[5]

2. Gambar 2.11 menunjukkan perilaku titik impedansi yang terjadi pada smith chart ketika melakukan penambahan rangkaian induktor paralel maupun kapasitor paralel. Penambahan L atau C paralel menggerakkan titik impedansi di sepanjang lingkaran konduktansi konstan. Penambahan C paralel menaikkan kapasitansi sedangkan L paralel mengurangi induktansi.

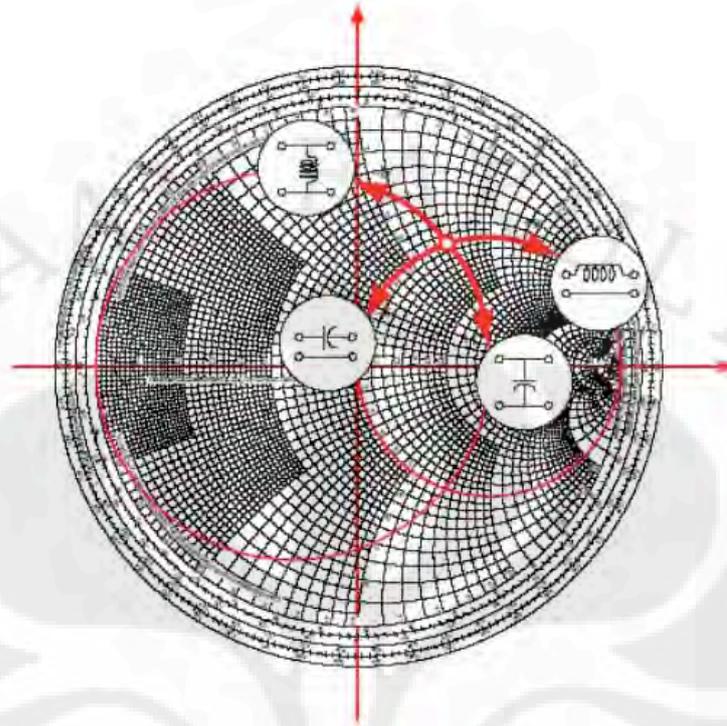


Gambar 2. 11 (a) Induktansi paralel; (b) Kapasitansi paralel[5]

Secara matematis, adalah mudah untuk menghitung efek dari penambahan satu elemen seri. Tapi akan menjadi cukup rumit jika beberapa elemen ditambahkan secara seri dan paralel. Dengan menggunakan *smith chart*, perubahan impedansi bisa dihitung dengan mudah.

Perubahan dalam impedansi akibat penambahan elemen R, L, atau C pada beban :

- Penambahan elemen bisa dilihat sebagai suatu pergerakan dalam smith chart
- Induktor seri : reaktansi positif, bergerak searah jarum jam dalam lingkaran resistansi konstan.
- Kapasitor seri : reaktansi negatif, bergerak berlawanan arah jarum jam dalam lingkaran resistansi konstan.
- Induktor paralel : susceptansi negatif, bergerak berlawanan arah jarum jam dalam lingkaran konduktansi konstan.
- Kapasitor paralel : susceptansi positif, bergerak searah jarum jam dalam lingkaran konduktansi konstan.
- Secara umum, reaktansi/susceptansi positif bergerak searah jarum jam.



Gambar 2. 12 Matching dengan menggunakan smith chart[5]

Rangkaian *L section matching* pada Gambar 2.9 digunakan untuk menghasilkan *matching* pada frekuensi tertentu. Frekuensi respon dari rangkaian *L section* dapat diklasifikasikan menjadi *low-pass filter* atau *high-pass filter*.

2.3.4. Rangkaian Bias

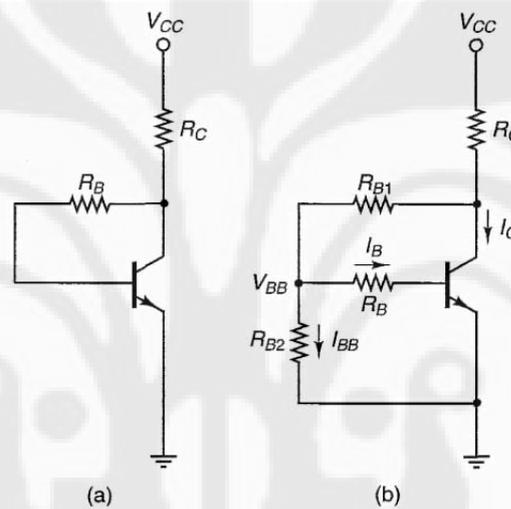
Salah satu yang harus dipertimbangkan ketika merancang suatu rangkaian penguat gelombang mikro dengan menggunakan transistor adalah rangkaian bias. Ketika suatu usaha yang besar dibutuhkan untuk merancang nilai *gain*, *noise figure*, dan *bandwidth* tertentu, maka hanya sedikit usaha yang dibutuhkan pada rangkaian bias.

Tujuan dari merancang rangkaian dc bias yang baik adalah untuk memilih *quiescent point* yang sesuai dan tetap menjaga nilai *quiescent point* tersebut konstan ketika terjadi variasi parameter transistor dan temperatur. Suatu rangkaian bias resistor dapat digunakan dengan hasil yang baik untuk keadaan perubahan temperatur yang lumayan (menengah), tetapi untuk keadaan perubahan temperatur yang sangat besar, maka lebih baik digunakan rangkaian bias aktif.

Pada frekuensi rendah, *bypassed emitter* resistor merupakan suatu yang

penting terhadap kestabilan *quiescent-point*. Pada frekuensi gelombang mikro, *bypassed* kapasitor yang dipasang parallel dengan *bypassed emitter* resistor, dapat menghasilkan osilasi yang dapat membuat *port* input tidak stabil pada beberapa frekuensi tertentu. Selain itu juga, emitter resistor dapat menurunkan performa *noise* dari *amplifier*. Oleh karena itu, pada hampir seluruh rangkaian transistor penguat gelombang mikro, khususnya pada frekuensi gigahertz, emitter dihubungkan langsung dengan ground.

Dua rangkaian bias dc *grounded-emitter* yang dapat digunakan pada frekuensi gelombang mikro terlihat pada Gambar 2.13 :

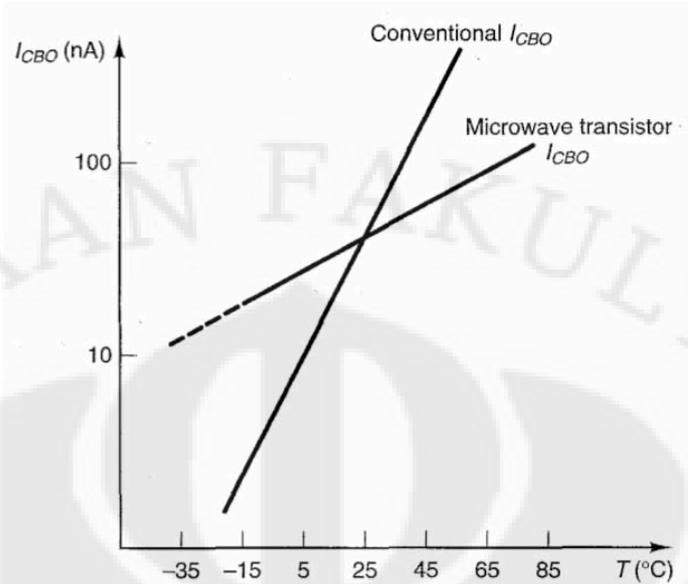


Gambar 2. 13 (a) Rangkaian bias umpan balik tegangan; (b) Rangkaian bias umpan balik tegangan dengan sumber arus basis konstan[4]

Pada frekuensi gelombang mikro, salah satu parameter transistor yang sangat dipengaruhi oleh perubahan temperatur adalah I_{CBO} . Jika dibandingkan dengan I_{CBO} pada transistor konvensional, maka arus pada transistor konvensional akan meningkat dua kali lipat setiap terjadi kenaikan temperatur 10°C .

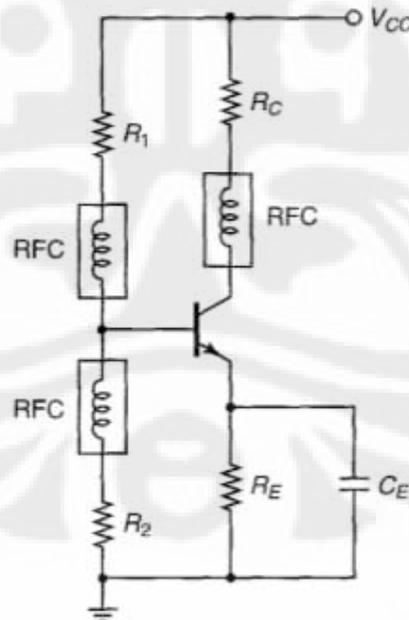
$$I_{CBO,T_2} = I_{CBO,T_1} 2^{(T_2-T_1)/10} \quad (2.1)$$

Hubungan antar I_{CBO} dengan temperatur dapat terlihat seperti pada Gambar 2.14:



Gambar 2. 14 Grafik hubungan antara arus basis dengan temperatur pada transistor gelombang mikro[4]

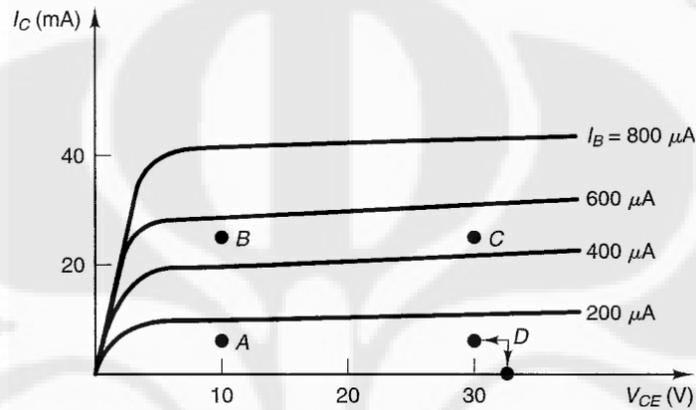
Pada frekuensi gelombang mikro yang lebih rendah, maka rangkaian bias dc dengan menggunakan *bypassed emitter* resistor dapat menghasilkan kestabilan rangkaian yang baik, sehingga dapat digunakan seperti terlihat pada Gambar 2.15.



Gambar 2. 15 Rangkaian DC bias dengan bypassed emitter resistor[4]

Pemilihan dc *quiescent point* untuk BJT tergantung dari jenis aplikasi yang akan diterapkan. Untuk aplikasi *low-noise* dan *low-power*, *quiescent-point* A pada

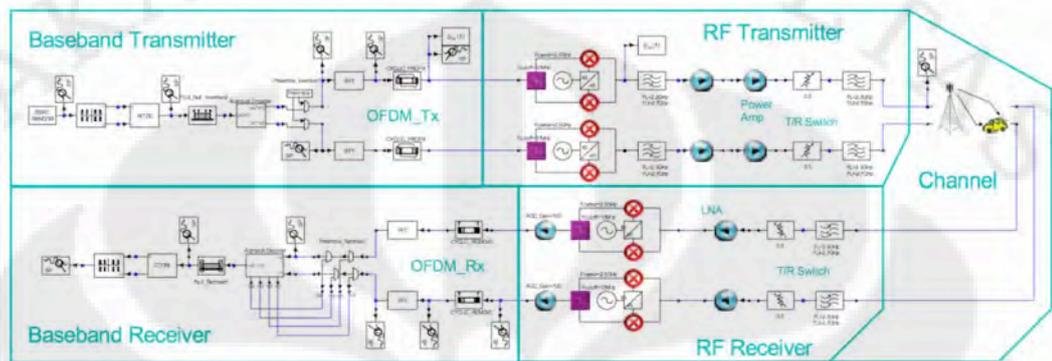
Gambar 2.16 cukup baik untuk dipilih. Pada *quiescent-point* A, BJT bekerja pada nilai arus kolektor yang rendah. Sementara untuk aplikasi *low-noise* dan *high-power*, *quiescent-point* B yang dipilih. Untuk aplikasi *high output power* pada operasi kelas A, maka *quiescent-point* C yang direkomendasikan. Sedangkan untuk *quiescent-point* D sangat cocok untuk aplikasi *higher output power* dan *higher efficiency*, pada operasi kelas AB atau kelas B.



Gambar 2. 16 Pilihan titik operasi DC[4]

BAB 3 PERANCANGAN AUTOMATIC GAIN CONTROL

3.1. Sistem Mobile WiMAX



Gambar 3. 1 Sistem mobile WiMAX[6]

Pada sistem *mobile* WiMAX, rangkaian *automatic gain control* terletak di bagian *RF receiver* setelah rangkaian mixer dan sebelum masuk rangkaian baseband. Rangkaian *automatic gain control* yang akan dirancang akan diaplikasikan pada *mobile* WiMAX dengan menggunakan standard IEEE 802.16e dimana frekuensi tengah yang akan digunakan untuk *mobile* WiMAX dipilih 2,3 GHz dan tidak membutuhkan persyaratan *line of sight* untuk jangkauan area yang dapat dicapai.

Rangkaian *automatic gain control* pada suatu sistem *mobile* WiMAX terdapat pada bagian *RF Receiver*, seperti terlihat pada Gambar 3.1 yang berfungsi untuk menjaga sinyal keluaran agar mendapatkan suatu nilai tertentu yang konstan.

Berikut adalah spesifikasi teknik *RF receiver* Rangkaian WiMAX[7] :

Range Frekuensi : 2,3 GHz - 2,4 GHz

Channel Bandwidth : 5 MHz

Noise Figure : 0,5 dB

Teknik Modulasi : 64-QAM

Coding Rate : 3/4

SNR (Penerima) : 21 dB

3.2. Automatic Gain Control

Teknologi baru misalnya internet dan intranet, sekarang banyak digunakan dalam pertukaran informasi di dalam rantai bisnis. Kemungkinan pada tahun 2005, jumlah pengguna internet dan Dalam melakukan perancangan rangkaian AGC, digunakan suatu perangkat lunak *Advanced Design System* dari *Agilent Technology*. Untuk menentukan spesifikasi teknik dari rangkaian AGC yang ingin dirancang, harus berdasarkan pada spesifikasi daya input yang dapat diterima oleh *Low Noise Amplifier* (LNA). Berdasarkan rangkaian LNA yang akan digunakan, maka jangkauan daya input pada LNA adalah -100 dBm sampai -40 dBm dengan nilai penguatan yang dihasilkan oleh LNA sebesar 44 dB, dan dengan mengambil asumsi bahwa pada rangkaian mixer maupun bandpass filter tidak terdapat daya yang hilang, maka spesifikasi yang ingin dicapai dalam merancang rangkaian AGC adalah sebagai berikut :

Intermediate Frequency (IF) = 100 MHz

Daya input = -56 dBm sampai 4 dBm

Daya Output = 5,217 dBm (IF output)

Gain Maksimum > 61,217 dB

Impedansi matching = 50 ohm

Untuk mendapatkan nilai daya output yang diinginkan maka digunakan persamaan[7] :

$$N = 10 \log (k T_b) + NF \quad (3.2.1)$$

$$C = C/N + N \quad (3.2.2)$$

dimana,

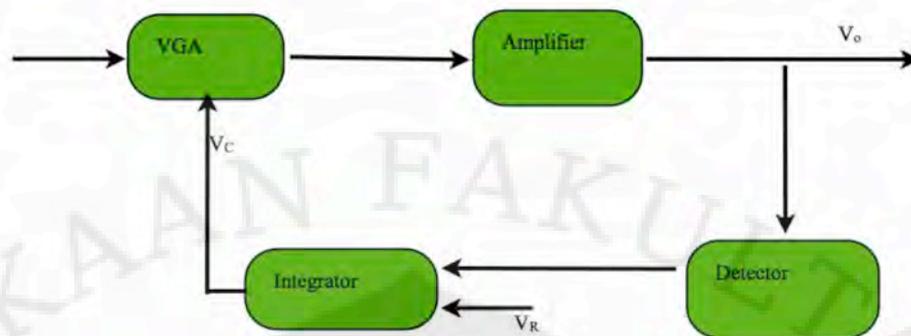
k = konstanta Boltzman = $8,62 \times 10^{-5}$ ev/k

T_b = 273 K

NF = Noise Figure = 0,5 dB

C/N = 21 dB

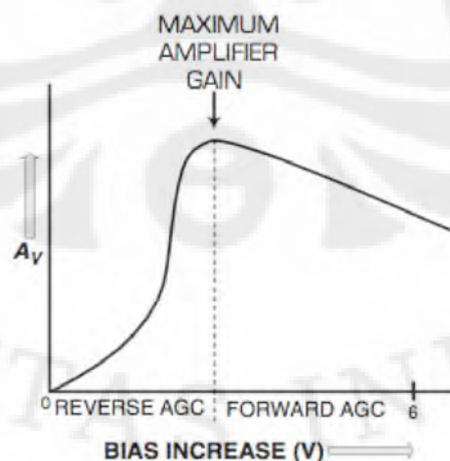
Maka didapatkan daya output (C) = 5,217 dBm



Gambar 3. 2 Diagram blok AGC

Berdasarkan Gambar 3.2 diagram blok AGC, input akan masuk ke rangkaian VGA, jadi rangkaian VGA adalah rangkaian inti dari penguatan yang akan dihasilkan. Pada rangkaian VGA tersebut, untuk melakukan penguatan digunakan transistor. Sementara diagram blok yang lainnya seperti *detector* dan *integrator* berfungsi sebagai proses untuk menghasilkan suatu sinyal kendali V_c yang akan mengendalikan VGA.

Peran kendali dari rangkaian AGC intinya adalah pada karakteristik dari transistor. Gain dari transistor akan meningkat ketika arus kolektor dari transistor dinaikkan, begitu juga sebaliknya jika arus kolektor diturunkan, maka gain dari transistor akan berkurang. Pengendalian arus kolektor dapat dilakukan dengan mengendalikan *forward bias* dari basis kolektor. Arus basis meningkat, arus kolektor meningkat, maka gain transistor meningkat.



Gambar 3. 3 Hubungan tegangan bias transistor dengan gain pada loop AGC[3]

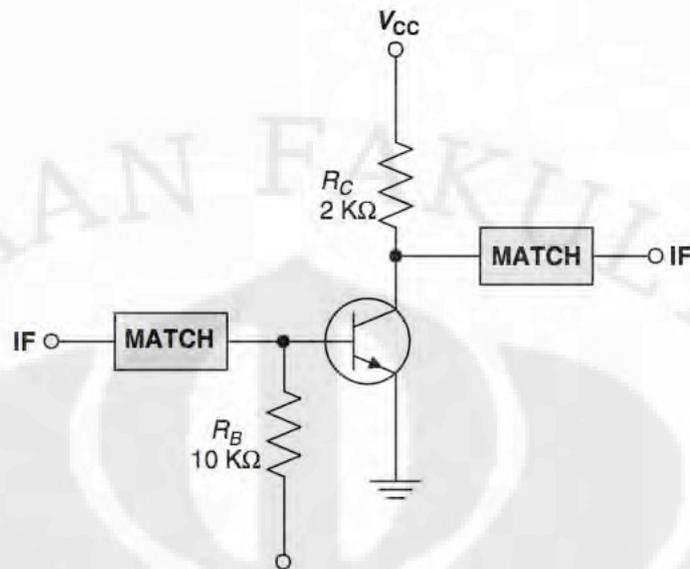
Terlihat seperti pada Gambar 3.3 yang menunjukkan hubungan tegangan bias transistor dengan gain pada loop AGC, ketika arus kolektor terus naik, akan mencapai suatu titik dimana gain akan mengalami penurunan secara perlahan - lahan. Pengendali arus basis dibuat oleh tegangan bias DC yang seakan - akan basis dari transistor oleh rangkaian AGC itu sendiri. Pada kenyataannya banyak *Variable Gain Amplifier* (VGA) yang hanya bergantung pada tegangan AGC sebagai *DC base bias*.

Dikarenakan kemampuan transistor untuk mengendalikan gain oleh rangkaian eksternal menaikkan dan menurunkan arus kolektor, maka ada dua metode untuk mengimplementasikan AGC, *reverse* dan *forward* AGC. *Reverse AGC* merupakan metode yang jauh lebih populer dibandingkan dengan *forward AGC* dan dapat ditemukan pada bagian *Intermediate Frequency* (IF) dari banyak radio. Sementara *forward AGC* kadang - kadang dirancang pada *front-end RF amplifier*, tetapi tidak diharapkan untuk aplikasi yang umum karena membutuhkan lebih banyak arus kolektor dibandingkan dengan *reverse AGC*, dan memiliki lebih banyak respon gain yang berangsur - angsur.

3.2.1. Variable Gain Amplifier (VGA)

VGA adalah salah satu tipe khusus dari *amplifier*, dimana penguatannya dapat dikendalikan secara elektronik. VGA sangat umum digunakan sebagai *controllable gain element* dalam suatu rangkaian *Automatic Gain Control* pada banyak aplikasi telekomunikasi.

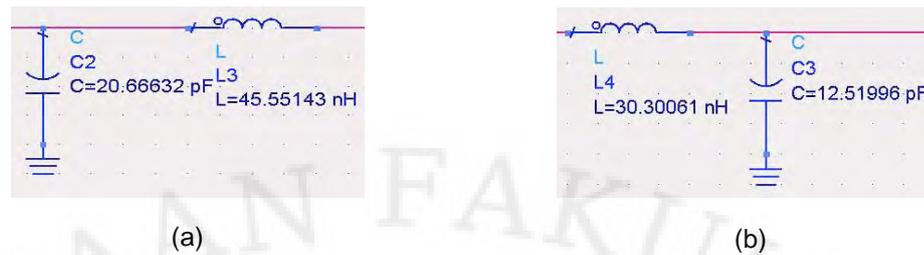
Pada rangkaian AGC yang akan dirancang, maka akan menggunakan rangkaian dasar VGA sebagai berikut :



Gambar 3. 4 Rangkaian VGA[3]

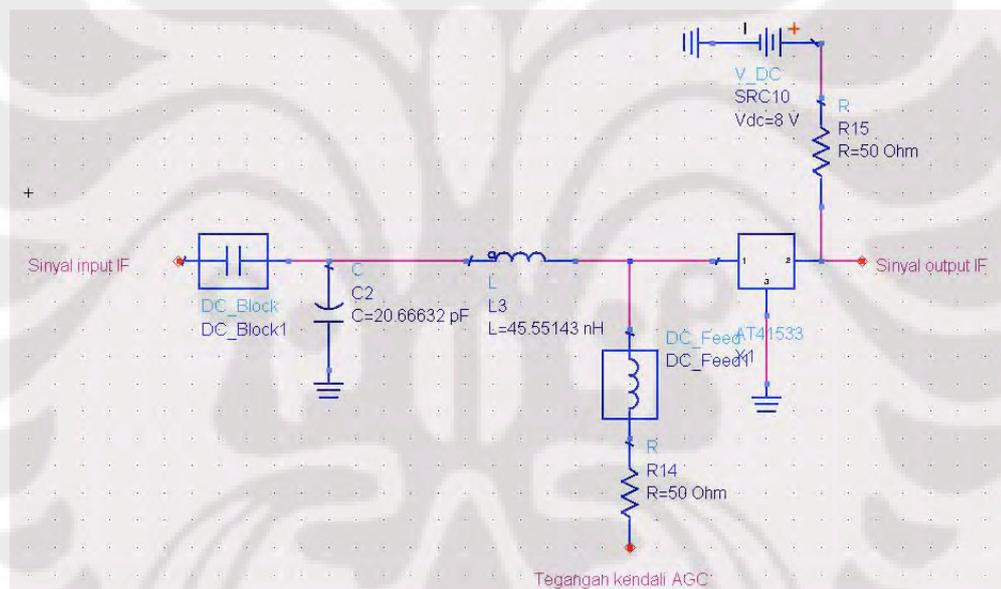
Terlihat pada Gambar 3.4 bahwa rangkaian VGA yang digunakan menggunakan transistor untuk menentukan besarnya gain yang akan dihasilkan oleh rangkaian VGA tersebut. Dalam merancang rangkaian VGA tersebut digunakan transistor model *AT-41533* dari *Avago Technology*. Ketika input yang masuk bernilai rendah, maka dengan menggunakan tegangan kendali dari AGC loop, setelah dibandingkan dengan tegangan acuan yang diinginkan, maka akan dihasilkan nilai arus basis yang lebih besar. Karena adanya arus basis yang bernilai besar, maka arus kolektor yang mengalir bernilai besar, sehingga menghasilkan penguatan yang besar. Begitu juga sebaliknya dengan proses yang sama, ketika input yang masuk bernilai besar, maka penguatan yang dihasilkan akan bernilai kecil. Dengan demikian maka akan tercapai suatu nilai output yang konstan.

Dalam merancang suatu rangkaian VGA, maka dibutuhkan rangkaian *impedance matching* untuk menghasilkan efisiensi yang tinggi antara sumber dengan daya yang diterima pada beban.



Gambar 3. 5 (a) Rangkaian impedance input matching; (b) Rangkaian impedance output matching

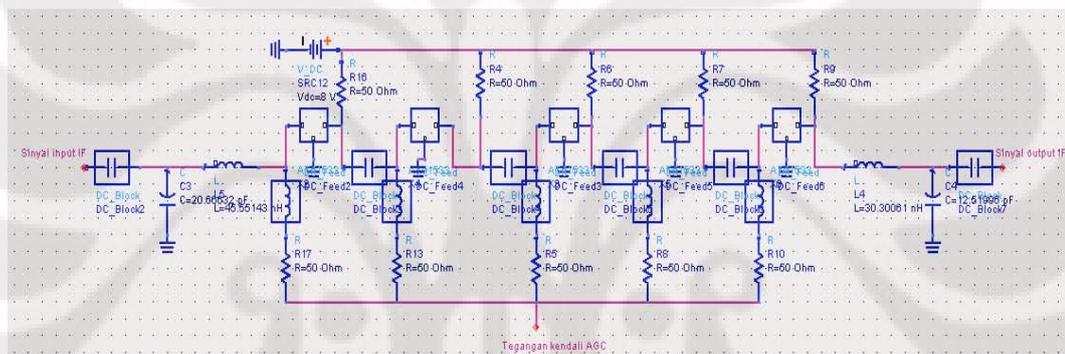
Rangkaian *impedance matching* seperti pada Gambar 3.5 dirancang dengan menggunakan *smith chart* dengan frekuensi 100 MHz dan nilai input dan *output matching* yang dikehendaki adalah 50 ohm.



Gambar 3. 6 Rangkaian VGA hasil rancangan

Gambar 3.6 merupakan gambar rangkaian VGA hasil rancangan. Terlihat pada Gambar 3.6 bahwa setelah sinyal input terdapat kapasitor yang dirangkai seri yang berfungsi sebagai *DC block*. Kapasitor tersebut berguna untuk memastikan bahwa sinyal output yang masuk ke dalam rangkaian adalah murni gelombang AC. Sementara fungsi dari DC feed (induktor) seperti terlihat pada Gambar 3.6 yaitu sebagai DC short pada rangkaian bias, untuk memastikan bahwa pada rangkaian bias hanya dapat melewatkan gelombang DC. Ternyata setelah dilakukan simulasi, rangkaian VGA pada Gambar 3.6 hanya menghasilkan nilai

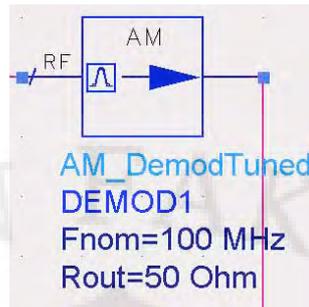
gain maksimum sebesar 20,46 dB pada frekuensi IF 100 MHz, sementara nilai gain maksimum yang diharapkan adalah sebesar 61,217 dB. Oleh karena itu, untuk dapat menghasilkan nilai gain maksimum 61,217 dB seperti yang diharapkan, maka dilakukan *cascade* 5 buah transistor seperti terlihat pada Gambar 3.7. Sebenarnya berdasarkan persamaan matematis, dengan menggunakan *cascade* 4 buah transistor sudah cukup untuk menghasilkan nilai gain maksimum sesuai dengan kriteria yang diinginkan, tetapi untuk mengantisipasi adanya daya yang hilang ternyata sangat besar pada suatu kondisi yang tidak terduga, maka akan lebih aman dengan menggunakan *cascade* 5 buah transistor, sehingga gain maksimum yang dapat dihasilkan adalah sebesar 5 kali 20,46 dB sama dengan 102,3 dB.



Gambar 3. 7 Rangkaian VGA dengan menggunakan 5 transistor

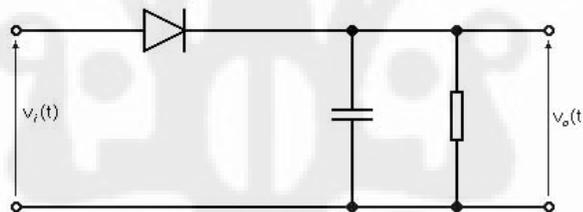
3.2.2. Detector

Prinsip dasar untuk merancang AGC adalah bahwa sinyal output yang akan dikendalikan salah satu caranya adalah dengan mengubah gelombang sinyal output tersebut menjadi gelombang DC yang selanjutnya akan dibandingkan dengan tegangan acuan yang diinginkan sehingga dapat menghasilkan sinyal kendali yang akan mengatur besarnya gain dari transistor. Untuk dapat menghasilkan gelombang DC pada rangkaian bias, maka pada rancangan untuk simulasi digunakan *AM demodulator* yang akan membuat sinyal output IF yang memiliki frekuensi 100 MHz menjadi gelombang DC yang memiliki frekuensi 0 Hz. Adapun alasan penggunaan *AM demodulator* sebagai *detector* yang menghasilkan gelombang DC adalah agar hasil dari simulasi bersifat ideal dan sesuai dengan yang diharapkan.



Gambar 3. 8 AM demodulator

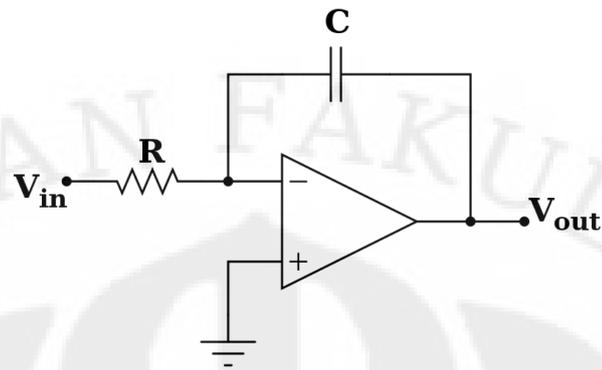
Terlihat pada Gambar 3.8 bahwa frekuensi bernilai 100 MHz berarti bahwa frekuensi input 100 MHz akan dikurangi frekuensi pada *AM demodulator* 100 MHz sehingga pada gelombang outputnya akan menghasilkan frekuensi 0 Hz yaitu gelombang DC. AM demodulator disini berfungsi sebagai *amplitude detector* atau bisa juga disebut sebagai *envelope detector* seperti terlihat pada Gambar 3.9. Pada Gambar 3.9 merupakan salah satu rangkaian *envelope detector* yang paling sederhana dan biasa disebut dengan *diode detector*.



Gambar 3. 9 Rangkaian envelope detector

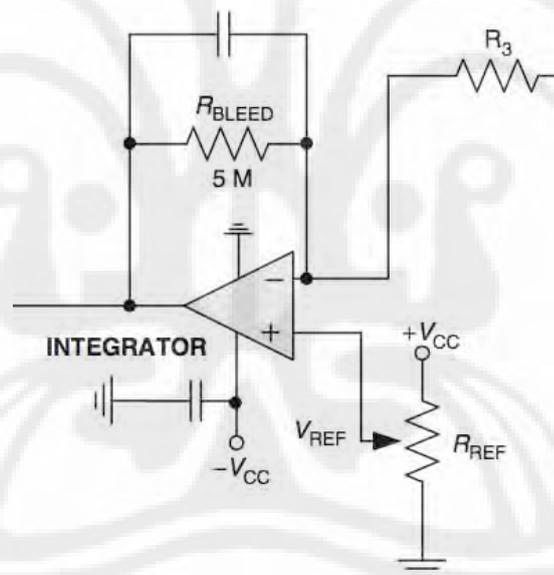
Envelope detector adalah suatu rangkaian elektronik yang menerima input pada frekuensi tinggi dan akan menghasilkan output yang berupa “envelope” dari sinyal input aslinya. Kapasitor pada rangkaian *envelope detector* berfungsi untuk menyimpan muatan pada siklus positif dan mengeluarkan lagi muatan tersebut secara perlahan melalui resistor ketika sinyal mulai turun atau memasuki siklus negatif. Sedangkan dioda berfungsi untuk menyearahkan sinyal input, hanya melewatkan arus mengalir ketika terminal input positif memiliki potensial yang lebih tinggi dibandingkan pada terminal input negatif. Kapasitor dan resistor pada Gambar 3.9 juga berfungsi sebagai *low pass filter* untuk menyaring frekuensi carrier.

3.2.2. Integrator



Gambar 3. 10 Rangkaian integrator umum

Rangkaian *integrator* yang digunakan pada rangkaian AGC yang akan dirancang adalah sebagai berikut :



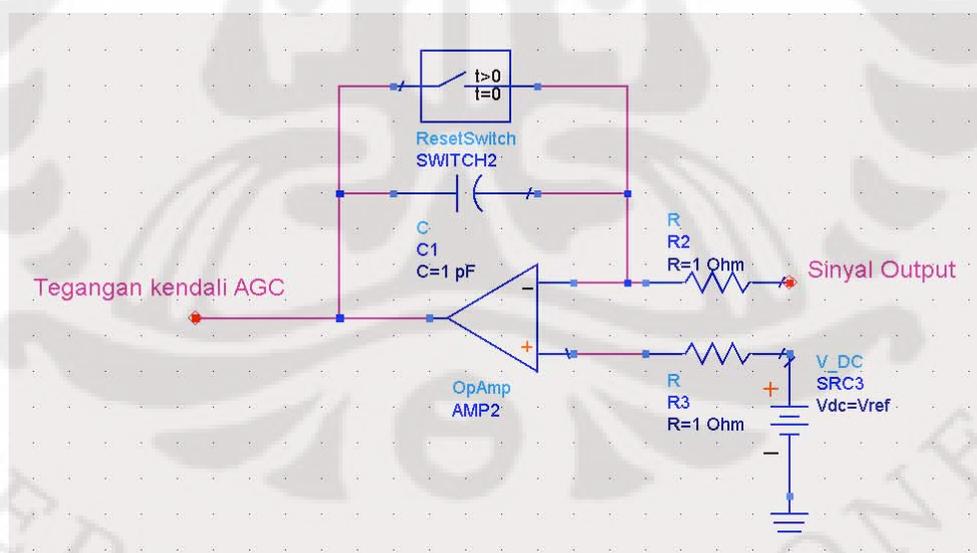
Gambar 3. 11 Rangkaian integrator[3]

Jika dibandingkan dengan rangkaian *integrator* yang umum seperti terlihat pada Gambar 3.9, terlihat bahwa pada 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 R , 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*.

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*.

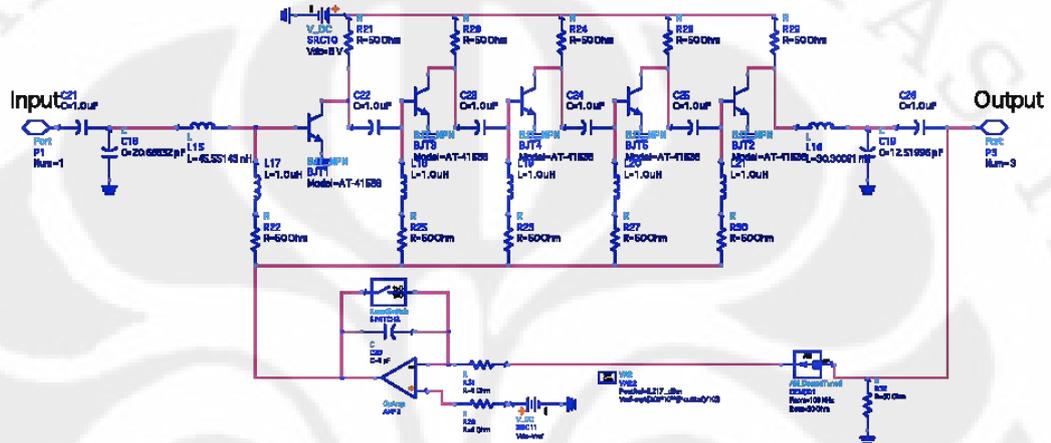
Adapun rangkaian *integrator* yang digunakan dalam rancangan adalah terlihat seperti Gambar 3.11



Gambar 3.12 Rangkaian integrator hasil rancangan

BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISA

4.1. Rangkaian *Automatic Gain Control*



Gambar 4. 1 Rangkaian AGC

Terlihat pada Gambar 4.1 rangkaian *automatic gain control* hasil rancangan yang disimulasikan. Adapun parameter – parameter yang digunakan untuk simulasi adalah sebagai berikut :

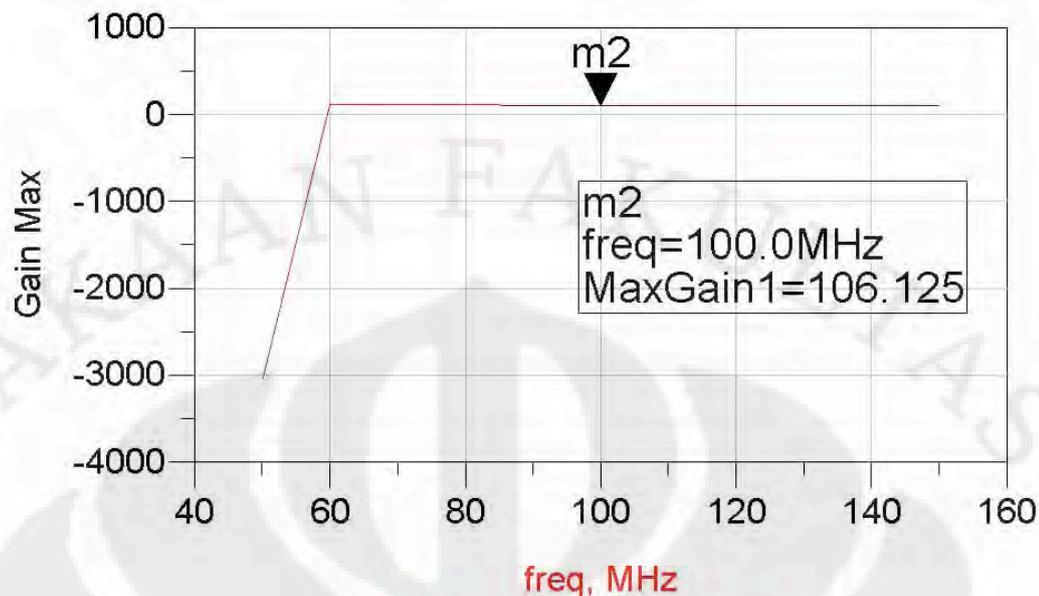
Intermediate Frequency (IF) : 100 MHz

Daya input : -100 dBm sampai 30 dBm

Daya Output : 5,217 dBm (IF output)

4.2. Hasil Simulasi Perancangan VGA

Simulasi Rangkaian VGA untuk mengetahui berapa gain maksimum yang dihasilkan dari rangkaian tersebut sehingga dapat memenuhi spesifikasi yang diharapkan. Berdasarkan rangkaian pada Gambar 3.7, maka dihasilkan hasil simulasi sebagai berikut :



Gambar 4. 2 Hasil simulasi gain maksimum

Terlihat pada Gambar 4.2 gain maksimum yang dihasilkan adalah sebesar 106,125 dB. Nilai gain tersebut didapat dengan melakukan *cascade* 5 buah transistor, tetapi berdasarkan *datasheet*, jenis transistor yang digunakan model *AT-41533* dari *Avago Technology* dapat menghasilkan gain maksimum sebesar 23,44 dB pada frekuensi 100 MHz, jika *cascade* 5 buah transistor, maka seharusnya gain maksimum yang dapat dihasilkan adalah sebesar 117,2 dB, ternyata data yang didapatkan berdasarkan hasil simulasi berbeda dengan data yang tertera pada *datasheet*. Hal tersebut dapat terjadi disebabkan karena pada saat melakukan simulasi tidak diperhatikan parameter suhu, sedangkan pada *datasheet* parameter suhu ikut diperhitungkan yaitu pada saat temperatur 25°C. Namun demikian, hasil penguatan maksimum yang didapatkan berdasarkan simulasi yaitu 106,125 dB sudah memenuhi kriteria gain maksimum yang diinginkan yaitu lebih besar dari 61,217 dB.

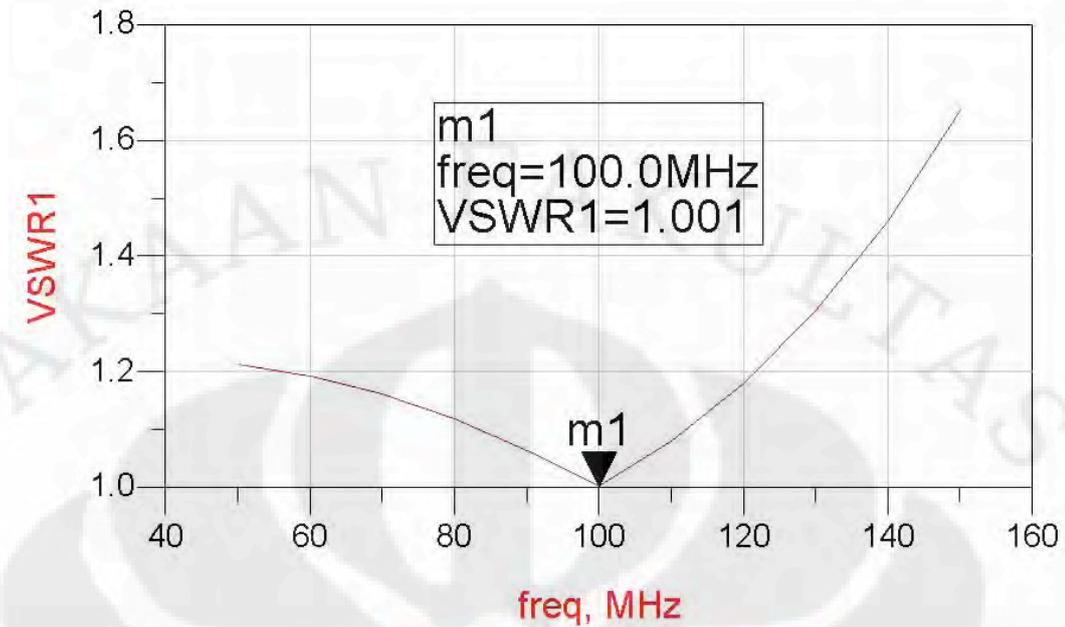
Ketika merancang suatu rangkaian yang bekerja pada frekuensi tinggi, maka perlu diperhatikan suatu parameter yang dinamakan *VSWR* (*Voltage Standing Wave Ratio*) yang berhubungan dengan kualitas dari sinyal yang diperoleh oleh beban. Pada frekuensi tinggi, jika rangkaian tersebut tidak memiliki nilai *VSWR* yang bagus atau idealnya adalah bernilai 1, maka akan terjadi gelombang pantul yang seharusnya gelombang tersebut diterima oleh

beban. Adanya gelombang pantul tersebut disebabkan oleh nilai impedansi antara sumber dengan beban tidak *matching*.

Tabel 4. 1 Hasil Simulasi Impedance Matching

freq	Zin1	Zout1
50.00 MHz	41.299 - j0.809	45.677 + j0.353
60.00 MHz	41.929 - j0.442	46.252 + j0.413
70.00 MHz	43.028 - j0.019	46.978 + j0.438
80.00 MHz	44.693 + j0.330	47.866 + j0.402
90.00 MHz	47.010 + j0.432	48.927 + j0.275
100.0 MHz	50.041 + j0.047	50.165 + j0.023
110.0 MHz	53.791 - j1.154	51.580 - j0.396
120.0 MHz	58.138 - j3.604	53.166 - j1.027
130.0 MHz	62.719 - j7.814	54.907 - j1.922
140.0 MHz	66.781 - j14.221	56.776 - j3.137
150.0 MHz	69.154 - j22.862	58.728 - j4.732

Berdasarkan data pada tabel 4.1, yaitu data hasil simulasi rangkaian VGA dengan rangkaian *matching*, terlihat bahwa pada frekuensi 100 MHz didapatkan nilai *impedance input matching* sebesar $50,041 + j0,047$ dan nilai *impedance output matching* sebesar $50,165 + j0,023$. Dengan hasil simulasi tersebut, dapat dikatakan bahwa rangkaian *matching* yang digunakan pada rangkaian VGA sudah memenuhi kriteria yang diinginkan yaitu *impedance matching* sebesar 50 ohm. Karena rangkaian *matching* yang dirancang sudah sesuai dengan kriteria, berarti efisiensi dari rangkaian VGA akan semakin bagus yang ditandai dengan nilai VSWR yang mendekati nilai 1 seperti terlihat pada Gambar 4.3.



Gambar 4. 3 Hasil simulasi VSWR pada rancangan VGA

Berdasarkan hasil simulasi, nilai VSWR yang dihasilkan yaitu sebesar 1,001, yang berarti hampir tidak ada gelombang yang dipantulkan oleh beban kembali ke sumber. Nilai VSWR 1,001 tersebut sudah sesuai dengan standar industri untuk suatu peralatan yang bekerja pada frekuensi tinggi, yaitu nilai VSWR berkisar antara 1 sampai 2. Jika VSWR yang dihasilkan bernilai lebih besar dari 2, berarti alat tersebut tidak layak dan harus dilakukan perancangan ulang.

4.3. Hasil Simulasi Perancangan AGC

4.3.1. Minimum dan Maksimum Input

Pada percobaan pertama digunakan parameter input tetap dan output tetap sebagai berikut :

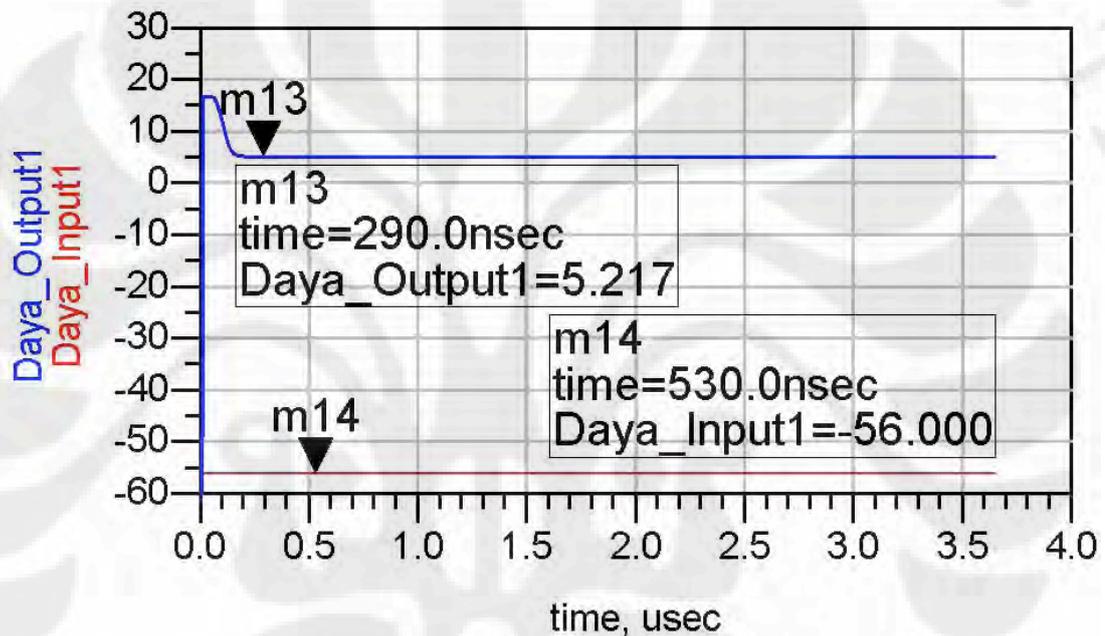
Intermediate Frequency (IF) : 100 MHz

Daya input : -56 dBm

Daya Output : 5,217 dBm (IF output)

Impedance Matching : 50 ohm

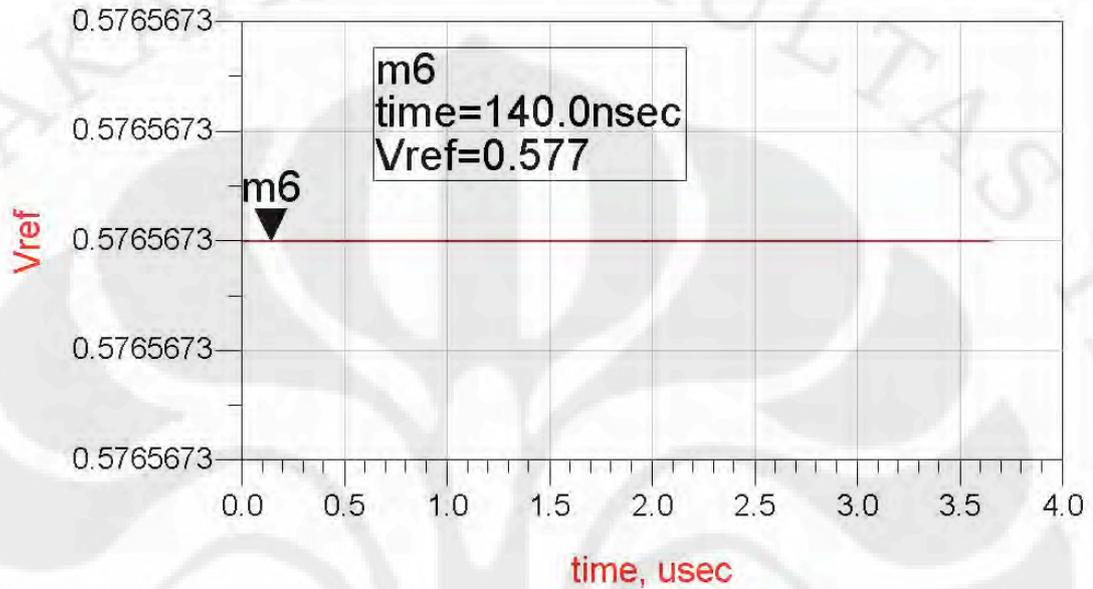
Pada percobaan pertama ini digunakan input -56 dBm yaitu output yang dihasilkan dari *Low Noise Amplifier* (LNA) dengan asumsi pada rangkaian *mixer* dan juga *bandpass filter* tidak terjadi penurunan daya. Tugas dari rangkaian AGC disini adalah untuk menghasilkan nilai output sebesar $5,217$ dBm dari input -56 dBm. Berdasarkan teori perhitungan, dengan gain maksimum yang dihasilkan sebesar $106,125$ dB, maka hal tersebut sangat mungkin terjadi karena dengan input -56 dBm untuk menghasilkan output $5,217$ dBm hanya dibutuhkan penguatan sebesar $75,217$ dB.



Gambar 4. 4 Hasil simulasi daya input dan output dengan input -56 dBm

Berdasarkan parameter yang diinginkan menggunakan daya input sebesar -56 dBm, seperti terlihat pada Gambar 4.4 menunjukkan nilai daya input sebesar -56 dBm. Daya output yang dihasilkan adalah $5,217$ dBm sudah sesuai dengan parameter yang diharapkan seperti terlihat pada Gambar 4.4, yang berarti untuk daya input sebesar -56 dBm, rangkaian *automatic gain control* yang dirancang sudah dapat menghasilkan tegangan kendali yang sesuai dan dapat mengendalikan gain dari rangkaian VGA dengan sangat baik. Adapun *transient response* untuk mencapai kondisi stabil pada angka $5,217$ dBm adalah sebesar 290 n detik.

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. 5 Hasil simulasi tegangan acuan untuk menghasilkan daya output 5,217 dBm

Nilai tegangan acuan yang digunakan untuk menghasilkan daya output sebesar 5,217 dBm adalah 0,577 Volt seperti hasil simulasi yang terlihat pada Gambar 4.5. Nilai tegangan acuan 0,577 didapatkan berdasarkan dengan daya output yang diinginkan dengan menggunakan persamaan :

$$\begin{aligned} P_{outRef} &= 5.217 \text{ dBm} \\ V_{ref} &= \sqrt{0.1 \cdot 10^{((P_{outRef})/10)}} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Persamaan (4.1) tersebut didapatkan dengan melakukan penurunan matematis sebagai berikut :

$$P(\text{dBm}) = 10 \log \left(1000 \frac{V^2}{2R} \right)$$

$$\frac{P(\text{dBm})}{10} = \log \left(1000 \frac{V^2}{2R} \right)$$

$$\frac{P(\text{dBm})}{10} = \log \left(\frac{V^2}{2R} \right) + \log(10^3)$$

$$\frac{P(\text{dBm})}{10} = \log \left(\frac{V^2}{2R} \right) + 3$$

$$\frac{P(\text{dBm}) - 30}{10} = \log \left(\frac{V^2}{2R} \right)$$

$$\frac{V^2}{2R} = 10^{\left(\frac{P(\text{dBm}) - 30}{10} \right)}$$

$$R = 50 \Omega$$

$$\frac{V^2}{100} = 10^{\left(\frac{P(\text{dBm}) - 30}{10} \right)}$$

$$V^2 = 100 \left(10^{\left(\frac{P(\text{dBm}) - 30}{10} \right)} \right)$$

$$V = \sqrt{100 \left(10^{\left(\frac{P(\text{dBm}) - 30}{10} \right)} \right)}$$

$$V = \sqrt{100 \left(10^{\left(\frac{P(\text{dBm})}{10} \right)} 10^{-3} \right)}$$

$$V = \sqrt{100 \times 0.001 \left(10^{\left(\frac{P(\text{dBm})}{10} \right)} \right)}$$

$$V = \sqrt{0.1 \left(10^{\left(\frac{P(\text{dBm})}{10} \right)} \right)}$$

Pada percobaan kedua digunakan parameter input tetap dan output tetap sebagai berikut :

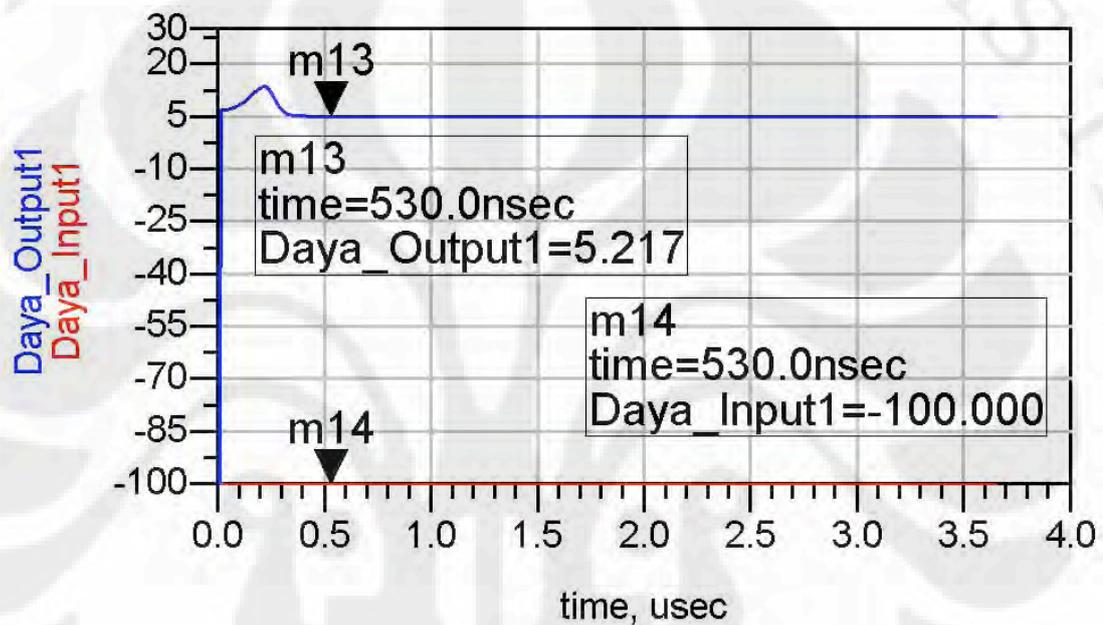
Intermediate Frequency (IF) : 100 MHz

Daya input : -100 dBm

Daya Output : 5,217 dBm (IF output)

Impedance Matching : 50 ohm

Pada percobaan kedua ini, setelah melakukan beberapa proses iterasi, maka digunakan daya input -100 dBm sebagai daya input minimum yang dapat diterima dan dikendalikan oleh rangkaian AGC. Nilai -100 dBm ini juga sekaligus untuk mengantisipasi terjadinya penurunan daya pada rangkaian mixer maupun rangkaian bandpass filter pada saat percobaan dengan data output dari LNA sebesar -56 dBm. Rangkaian AGC disini adalah untuk mengendalikan besarnya gain agar menghasilkan nilai output sebesar 5,217 dBm dari input -100 dBm.



Gambar 4. 6 Hasil simulasi daya input dan output dengan input --100 dBm

Seperti terlihat pada Gambar 4.6, ternyata dengan menggunakan daya input sebesar -100 dBm, rangkaian *automatic gain control* yang dirancang masih mampu untuk mengendalikan daya outputnya konstan dengan nilai 5,217 dBm. Tetapi jika dibandingkan dengan data pada Gambar 4.5, nilai *settling time* untuk data pada Gambar 4.6 sedikit lebih lambat yaitu sebesar 530 ndetik. Berarti semakin besar gain yang harus dihasilkan oleh transistor, maka membutuhkan waktu yang lebih lama untuk mencapai suatu nilai output yang tetap.

Pada percobaan ketiga digunakan parameter input tetap dan output tetap sebagai berikut :

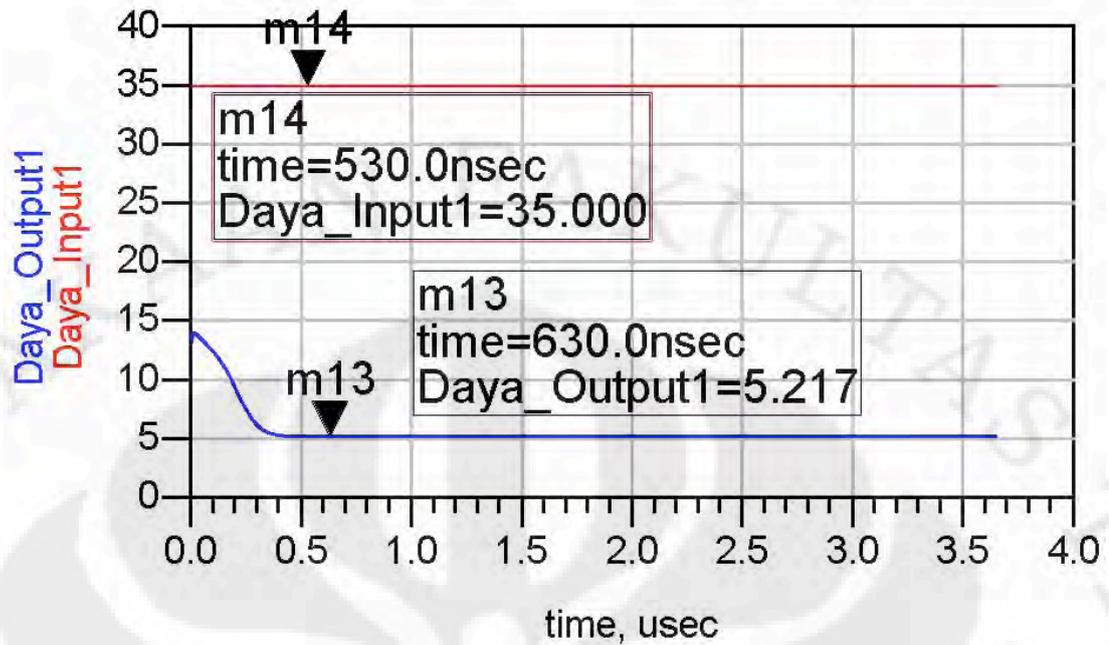
Intermediate Frequency (IF) : 100 MHz

Daya input : 35 dBm

Daya Output : 5,217 dBm (IF output)

Impedance Matching : 50 ohm

Pada percobaan ketiga ini, setelah melakukan beberapa proses iterasi, maka digunakan daya input 35 dBm sebagai daya input maksimum yang dapat diterima dan dikendalikan oleh rangkaian AGC. Berdasarkan ketiga percobaan yang telah dilakukan, maka didapatkan spesifikasi daya input yang dapat diterima dan dikendalikan oleh rangkaian AGC untuk menghasilkan nilai daya output sebesar 5,217 dBm adalah -100 dBm sampai 35 dBm. Berdasarkan data tersebut, maka jika daya input yang diterima berkisar antara -100 dBm sampai 35 dBm, dapat dipastikan bahwa akan dapat menghasilkan output yang diinginkan yaitu 5,217 dBm. Sementara jika daya input yang diterima di luar dari jangkauan tersebut, maka tidak akan menghasilkan daya output sebesar 5,217 dBm karena rangkaian VGA tidak mampu untuk menghasilkan gain yang lebih besar lagi. Jangkauan daya input yang dapat dikendalikan oleh rangkaian AGC yaitu antara -100 dBm sampai 35 dBm sudah dapat memenuhi kriteria yang diinginkan yaitu dari -56 dBm sampai 4 dBm. Nilai hasil simulasi yaitu -100 dBm sampai 35 dBm memiliki jangkauan yang lebih luas dari spesifikasi teknis yang diinginkan, ini juga sekaligus untuk mengantisipasi adanya daya – daya yang hilang pada rangkaian *mixer* maupun pada rangkaian *bandpass filter*. Daya yang hilang sangat mungkin terjadi disebabkan oleh adanya daya yang diserap oleh komponen – komponen, noise – noise yang datang dari luar, maupun parameter – parameter lainnya yang diabaikan dalam melakukan perancangan, seperti misalnya temperatur. Tetapi selama daya input yang sampai pada rangkaian AGC masih dalam jangkauan spesifikasi, hal tersebut tidak akan berpengaruh banyak dengan nilai output dari AGC yang merupakan input dari demodulator.



Gambar 4. 7 Hasil simulasi daya input dan output dengan input 35 dBm

Ketika daya input yang masuk ke rangkaian AGC lebih besar dari daya output yang diinginkan, berarti gain yang dihasilkan oleh transistor akan bernilai negatif. Seperti yang terlihat pada Gambar 4.7, daya input 35 dBm lebih besar dari daya output yang diinginkan sebesar 5,217 dBm. Maka yang terjadi adalah daya output yang diinginkan dapat tercapai sebesar 5,217 dBm, tetapi waktu yang dibutuhkan untuk mencapai nilai tetap 5,217 dBm sangatlah lama ketika dibandingkan dengan percobaan sebelumnya ketika nilai gain yang dihasilkan transistor positif.

4.3.2. Variasi Input

Pada percobaan keempat digunakan parameter input berubah - ubah dan output tetap sebagai berikut :

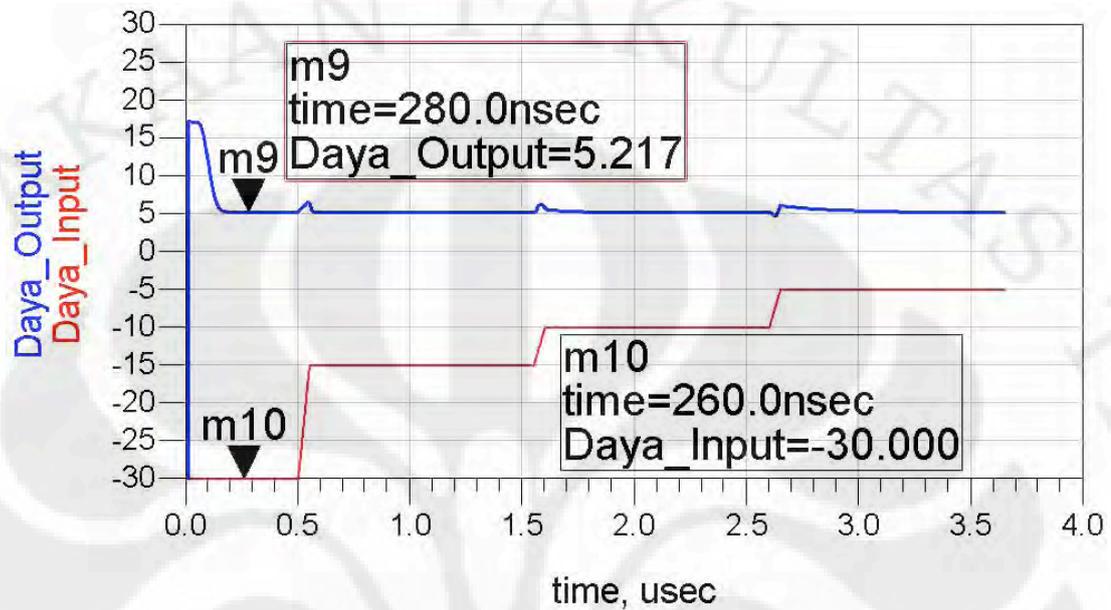
Intermediate Frequency (IF) : 100 MHz

Daya input : -30 dBm sampai -5 dBm

Daya Output : 5,217 dBm (IF output)

Impedance Matching : 50 ohm

Ketika daya input berubah – ubah, maka akan dilihat kemampuan dari rangkaian AGC dalam mengendalikan gain dan juga respon waktunya terhadap perubahan daya input.



Gambar 4. 8 Hasil simulasi daya input dan output dengan input yang bervariasi

Pada Gambar 4.8, terlihat bahwa rangkaian AGC yang dirancang sudah dapat menanggapi perubahan input dengan cukup baik. Bahwa ketika ada perubahan nilai daya input, maka daya output yang dihasilkan naik sedikit lalu dengan cepat kembali lagi ke nilai output yang diharapkan.

Tabel 4. 2 Nilai Daya Input dan Output pada Percobaan dengan Input yang Bervariasi

Time (nsec)	Daya Input (dBm)	Daya Output (dBm)
0.0000 sec	-30	-265.407
270.0 nsec	-30	5.218
280.0 nsec	-30	5.217
500.0 nsec	-30	5.217
510.0 nsec	-27	5.683
520.0 nsec	-24	5.935
530.0 nsec	-21	6.142
540.0 nsec	-18	6.515
550.0 nsec	-15	6.462
700.0 nsec	-15	5.218
710.0 nsec	-15	5.217

1.550 usec	-15	5.217
1.560 usec	-14	5.299
1.570 usec	-13	6.07
1.580 usec	-12	6.302
1.590 usec	-11	6.128
1.600 usec	-10	5.77
2.350 usec	-10	5.218
2.360 usec	-10	5.217
2.610 usec	-9	5.127
2.620 usec	-8	4.774
2.630 usec	-7	4.734
2.640 usec	-6	5.323
2.650 usec	-5	6.151
2.610 usec	-9	5.127
4.230 usec	-5	5.218
4.240 usec	-5	5.217

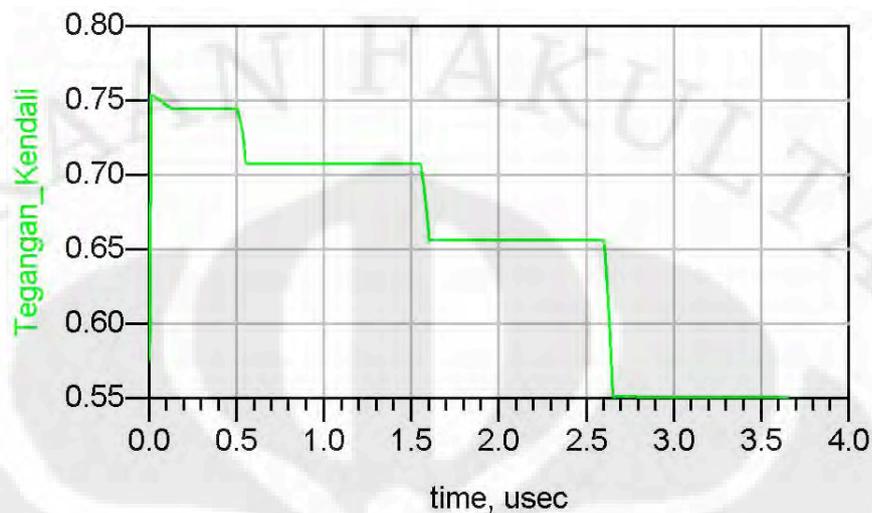
Pada tabel 4.2 dapat dilihat respon waktu mencapai keadaan stabil 5,217 dBm. Ketika daya input pada 0 detik sebesar -30 dBm, daya output mencapai kestabilan dalam waktu ke 280 ndetik. Pada nano detik ke 510, daya input mulai berubah ke arah -15 dBm, dan daya input sampai pada nilai -15 dBm pada waktu ke 550 ndetik. Sementara daya outputnya pada ndetik ke 510 sampai ndetik ke 550 mulai mengalami kenaikan nilai, tidak tetap 5,217 dBm. Lalu pada ndetik ke 560 sampai ndetik ke 700 daya output mulai mengalami penurunan nilai lagi untuk mencapai daya output konstan pada ndetik ke 710. Jika dianalisa seperti itu seterusnya sampai pada ndetik ke 4240, maka didapatkan data seperti pada tabel 4.3.

Tabel 4. 3 Waktu untuk Mencapai Keadaan Output Stabil untuk Setiap Perubahan Input

Settling time ke-	Perubahan Input	Waktu mencapai keadaan stabil
1	Input awal -30 dBm	280 ndetik
2	-30 dBm ke -15 dBm	200 ndetik
3	-15 dBm ke -10 dBm	800 ndetik
4	-10 dBm ke -5 dBm	1630 ndetik

Jika diperhatikan data pada tabel 4.3, semakin daya input mendekati nilai daya output yang diinginkan, maka waktu settling time yang didapatkan akan

semakin lambat. Hal ini berhubungan dengan nilai dari tegangan kendali yang dihasilkan oleh rangkaian integrator.



Gambar 4. 9 Hasil simulasi tegangan kendali dengan input yang bervariasi

Pada percobaan keempat daya input berubah – ubah dari -30 dBm sampai -5 dBm yang artinya daya input berubah – ubah dan terus mengalami kenaikan sedangkan output yang diinginkan adalah tetap sebesar 5,217 dBm. Maka untuk dapat mengendalikan daya input yang berubah – ubah terus tersebut, dibutuhkan tegangan kendali yang dapat mengatur besarnya gain dari transistor. Pada Gambar 4.9, terlihat bahwa tegangan kendali yang dihasilkan terus mengalami penurunan seiring dengan daya input yang terus menaik. Hal tersebut berguna untuk menurunkan nilai gain dari transistor, karena tegangan kendali tersebut akan masuk ke dalam basis dari transistor, sementara nilai penguatan transistor sendiri berbanding lurus dengan nilai arus basis. Jadi, semakin kecil nilai tegangan kendali, maka arus basis transistor juga semakin kecil yang mengakibatkan nilai penguatan transistor juga semakin kecil.

Tabel 4. 4 Data Penguatan ketika Input Berubah - ubah

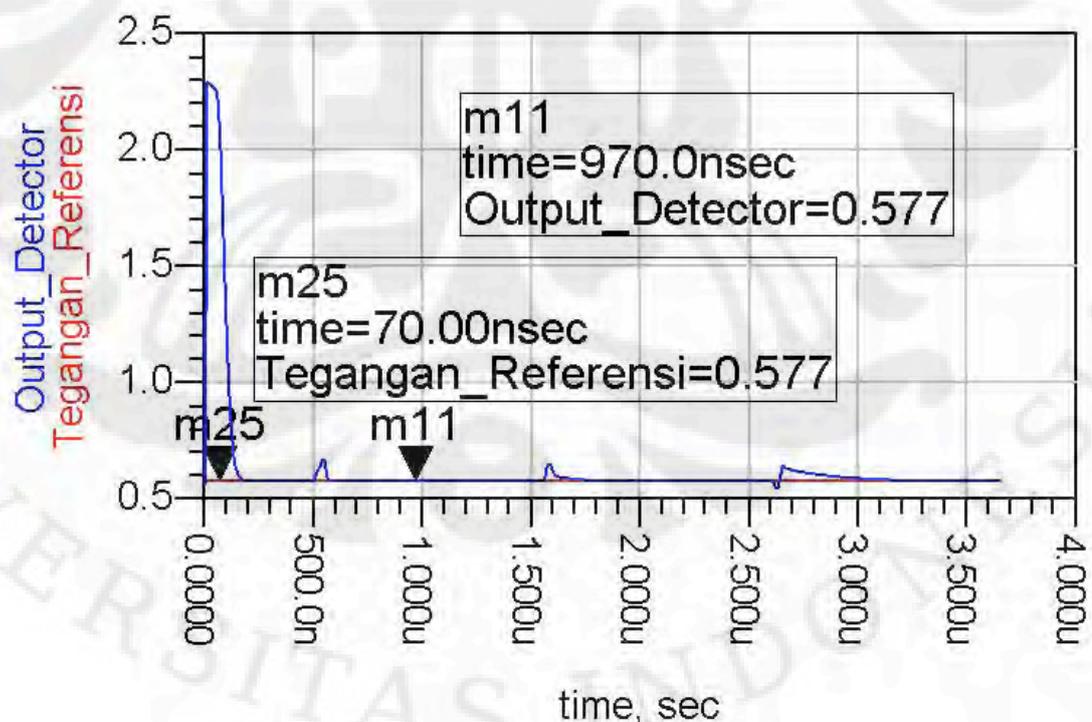
Daya Input (dBm)	Daya Output (dBm)	Penguatan
-30	5.217	35.217
-15	5.217	20.217
-10	5.217	15.217
-5	5.217	10.217

Berdasarkan teori dari transistor sebagai penguat, berarti tegangan kendali yang dihasilkan cenderung menurun seperti terlihat pada Gambar 4.9 sudah sesuai dengan gain yang diinginkan, sehingga dapat menghasilkan tegangan output sesuai dengan yang diharapkan.

Tabel 4. 5 Data Penguatan dan Tegangan Kendali

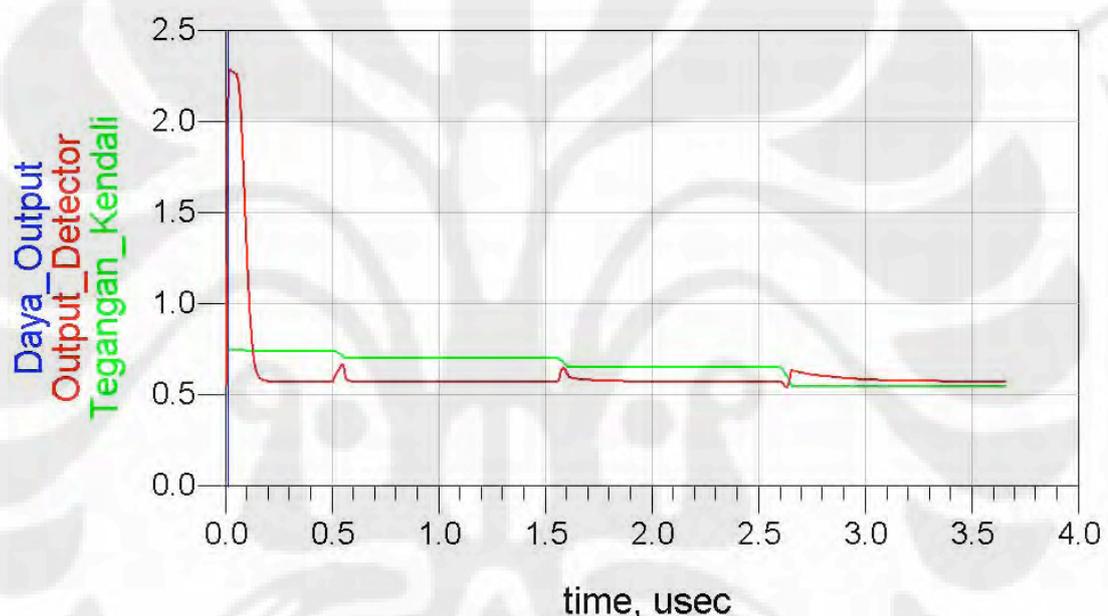
Penguatan (dB)	Tegangan Kendali (V)
35.217	0.744
20.217	0.707
15.217	0.656
10.217	0.551

Untuk mendapatkan suatu tegangan kendali yang baik, maka dibutuhkan suatu detector yang ideal, tidak banyak daya yang hilang, dimana nilai input dan output dari detector tersebut sebisa mungkin haruslah bernilai sama, hanya saja frekuensinya yang berbeda.



Gambar 4. 10 Hasil simulasi tegangan output detector dan tegangan acuan

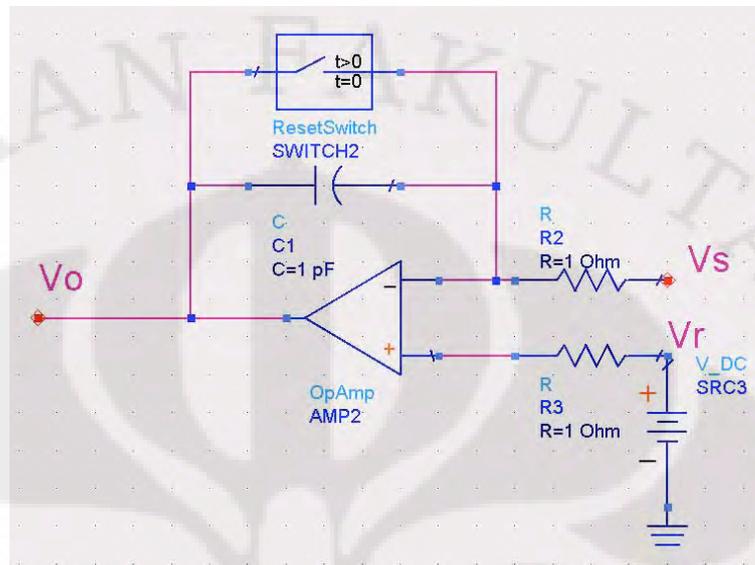
Pada Gambar 4.10, besarnya nilai output dari detector mengikuti tegangan acuan, hanya saja terdapat riak – riak kecil yang disebabkan karena daya input yang masuk ke rangkaian AGC berubah – ubah. Untuk menghasilkan daya output dari VGA semaksimal mungkin agar sesuai dengan yang diharapkan, dibutuhkan nilai yang sama antara kedua buah input dari rangkaian integrator yang merupakan output dari detector dan juga tegangan acuan. Jika dilihat pada Gambar 4.10, maka data tersebut sudah cukup sesuai dengan yang diharapkan untuk dapat menghasilkan tegangan kendali yang dapat mengatur besarnya gain transistor yang sesuai dengan daya output yang diinginkan.



Gambar 4. 11 hasil simulasi daya output, output detector, dan tegangan kendali

Detector yang digunakan pada rangkaian AGC ini adalah AM_Demodulator, sehingga dapat menghasilkan simulasi detector yang ideal. Dikatakan ideal karena seperti terlihat pada Gambar 4.11 bahwa nilai daya output yang merupakan input dari detector dan juga nilai dari output detector benar – benar sama dan tidak ada daya yang hilang sedikit pun pada detector. 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. Hasil tersebut sesuai dengan persamaan matematis dari rangkaian integrator yang digunakan.



Gambar 4. 12 Rangkaian integrator

$$V_o = V_r - \frac{1}{C} \int_0^t (V_s - V_r) dt \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

Persamaan (4.2) didapatkan dengan melakukan analisa nodal pada rangkaian integrator pada Gambar 4.12 :

Pada node positif :

$$\frac{V - V_r}{1} = 0$$

$$V = V_r$$

Pada node negatif :

$$\frac{V - V_s}{1} + C \frac{d(V - V_o)}{dt} = 0$$

$$\frac{V_r - V_s}{1} + C \frac{d(V_r - V_o)}{dt} = 0$$

$$V_r - V_s + C \frac{d(V_r - V_o)}{dt} = 0$$

$$C \frac{d(V_r - V_o)}{dt} = V_s - V_r$$

$$\frac{d(V_r - V_o)}{dt} = \frac{1}{C} (V_s - V_r)$$

$$V_r - V_o = \frac{1}{C} \int_0^t (V_s - V_r) dt$$

$$-V_o = -V_r + \frac{1}{C} \int_0^t (V_s - V_r) dt$$

$$V_o = V_r - \frac{1}{C} \int_0^t (V_s - V_r) dt$$

V_s = Tegangan output dari detector

V_r = Tegangan referensi

V_o = Tegangan kendali

Berdasarkan persamaan (4.2), maka terlihat bahwa tegangan kendali yang dihasilkan untuk mengendalikan gain dari rangkaian VGA sangat bergantung dari nilai dua input yaitu tegangan output dari detector dan tegangan referensi. Ketika tegangan output dari detector yang diterima bernilai lebih besar dari tegangan referensi, maka tegangan kendali yang dihasilkan akan bernilai terus menurun, sedangkan ketika tegangan output dari detector yang diterima lebih kecil dari tegangan referensi, maka tegangan kendali yang dihasilkan akan bernilai terus naik. Ketika tegangan output dari detector bernilai sama dengan tegangan referensi, maka tegangan kendali yang dihasilkan akan bernilai sama dengan tegangan referensi yang artinya output yang dihasilkan oleh rangkaian VGA sudah sesuai dengan output yang diharapkan. Analisa matematis tersebut ternyata sesuai dengan hasil simulasi yang didapatkan.

Setelah dilakukan simulasi secara keseluruhan, maka dapat dihasilkan data seperti pada tabel 4.6 yang berarti bahwa rangkaian AGC hasil rancangan telah

dapat memenuhi tujuan dari parameter – parameter yang telah ditetapkan sebelumnya.

Tabel 4. 6 Data Rancangan dan Hasil Simulasi

Parameter	Rancangan	Hasil
Intermediate Frequency	100 MHz	100 MHz
Daya input minimum	-56 dBm	-100 dBm
Daya input maksimum	4 dBm	35 dBm
Daya output	5.217 dBm	5.217 dBm
Gain maksimum	61.217 dB	106.125 dB
Input matching	50 ohm	(50.041+j0.047) ohm

BAB 5

KESIMPULAN

Dari pembahasan yang terdapat pada skripsi ini dan setelah dilakukan beberapa kali simulasi untuk dapat mengetahui karakteristik dari rangkaian AGC yang dirancang, maka didapatkan beberapa kesimpulan sebagai berikut :

1. Rangkaian AGC hasil rancangan dapat berfungsi dengan baik pada intermediate frequency 100 MHz.
2. Jangkauan daya input yang masih dapat dikendalikan untuk menghasilkan output sebesar 5,217 dBm adalah dari -100 dBm sampai 35 dBm.
3. Gain maksimum yang dapat dihasilkan oleh rangkaian AGC hasil rancangan adalah sebesar 106,125 dB.
4. Impedance matching dirancang agar memiliki nilai 50 ohm dan dihasilkan nilai input matching ($50,041+j0,047$) ohm dan nilai output matching ($50,165+j0,023$) ohm.
5. Setelah dilakukan simulasi, maka didapatkan hasil bahwa rangkaian automatic gain control yang dirancang sudah dapat memenuhi tujuan dari parameter – parameter yang akan dicapai.

DAFTAR ACUAN

- [1] “How Does the Automatic Gain Control Work”, International Department, Televes.
[http://www.televes.es/inting/asistencia/documentacion/The Automatic Gain Control.pdf](http://www.televes.es/inting/asistencia/documentacion/The_Automatic_Gain_Control.pdf)
- [2] Martinez G, Isaac, “Automatic Gain Control (AGC) Circuits Theory and Design”, University of Toronto, 2001.
- [3] W.S Cotter, “Complete Wireless Design”, Copyright. Beijing, China: Tsinghua University Press, 2004.
- [4] Gonzales, Guillermo, “Microwave Transistor Amplifier Analysis and Design”, Prentice Hall, 1997.
- [5] Wiharta, “Impedance Matching” <http://staff.unud.ac.id/~wiharta/wp-content/uploads/2008/02/matching-impedance.pdf>
- [6] J. Delap, J. Borelli, T. Donisi, E. Staggs, “WiMAX MIMO Circuit and System Design”, Ansoft Corporation.
- [7] IEEE standard 802.16e-2005 Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems.

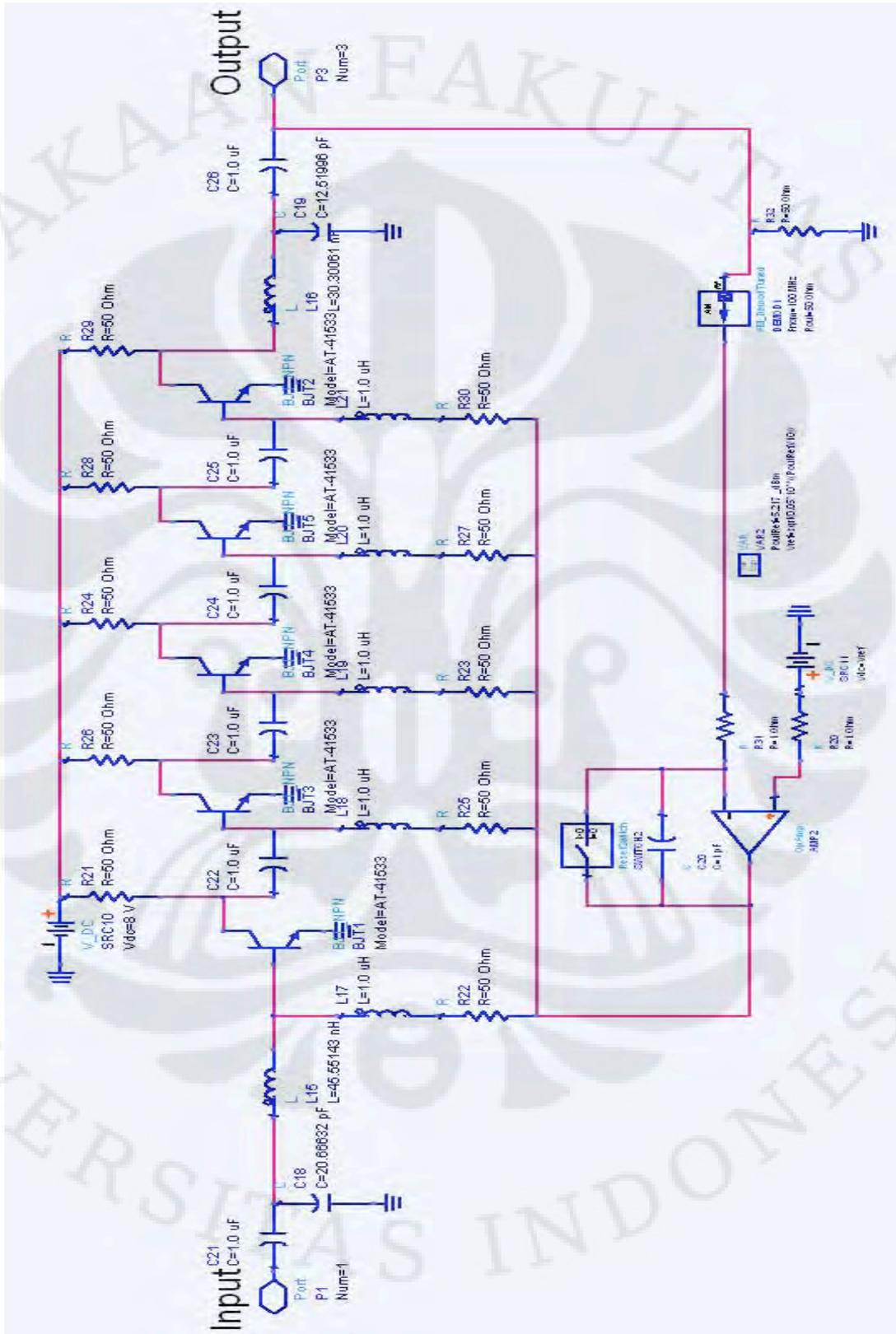
DAFTAR PUSTAKA

Maas, Stephen A, "The RF and Microwave Circuit Design Cookbook", Artech House Boston, London, 1998.

Pankaj Goyal, "Automatic gain control in burst communications systems", RF design, February 2000.

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.

Lampiran 1 : Gambar Rangkaian AGC Lengkap



AT-41511, AT-41533

General Purpose, Low Noise NPN
Silicon Bipolar Transistors

**Data Sheet****Description**

Avago's AT-41511 and AT-41533 are general purpose NPN bipolar transistors that offer excellent high frequency performance at an economical price. The AT-41533 uses the 3 lead SOT-23, while the AT-41511 places the same die in the lower parasitic 4 lead SOT-143. Both packages are industry standard, and compatible with high volume surface mount assembly techniques.

The 4 micron emitter-to-emitter pitch of these transistors yields high performance products that can perform a multiplicity of tasks. The 14 emitter finger interdigitated geometry yields an intermediate-sized transistor with easy to match to impedances, low noise figure, and moderate power.

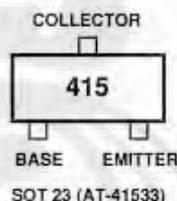
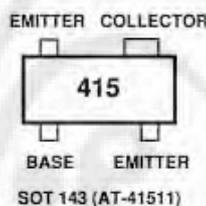
Optimized for best performance from a 5 to 8 volt bias supply, these transistors are also good performers at 2.7 V. Applications include use in wireless systems as an LNA, gain stage, buffer, oscillator, or active mixer.

An optimum noise match near 50 ohms at 900 MHz makes these devices particularly easy to use as LNAs. Typical amplifier designs at 900 MHz yield 1 dB noise figures with 15 dB or more associated gain at a 5 V, 5 mA bias, with good gain and noise figure obtainable at biases as low as 2 mA.

The AT-415 series bipolar transistors are fabricated using Avago's 10 GHz f_T Self-Aligned-Transistor (SAT) process. The die are nitride passivated for surface protection. Excellent device uniformity, performance and reliability are produced by the use of ion-implantation, self-alignment techniques, and gold metalization in the fabrication of these devices.

Features

- General Purpose NPN Bipolar Transistor
- 900 MHz Performance:
 - AT-41511: 1 dB NF, 15.5 dB G_A
 - AT-41533: 1 dB NF, 14.5 dB G_A
- Characterized for 3, 5, and 8 Volt Use
- SOT-23 and SOT-143 SMT Plastic Packages
- Tape-and-Reel Packaging Option Available
- Lead-free Option Available

Outline Drawing

(Lanjutan)

AT-41511, AT-41533 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum ⁽¹⁾
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	V	1.5
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	V	20
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	V	12
I_C	Collector Current	mA	50
P_T	Power Dissipation ^(2,3)	mW	225
T_j	Junction Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Thermal Resistance:⁽²⁾
 $\theta_{jc} = 550^\circ\text{C/W}$

Notes:

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. $T_{\text{Mounting Surface}} = 25^\circ\text{C}$.
3. Derate at 1.82 mW/°C for $T_C > 26^\circ\text{C}$.

Electrical Specifications, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	AT-41511			AT-41533		
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
h_{FE}	Forward Current Transfer Ratio $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$	-	30	150	270	30	150	270
I_{CBO}	Collector Cutoff Current $V_{CB} = 3\text{ V}$	μA			0.2			0.2
I_{EBO}	Emitter Cutoff Current $V_{EB} = 1\text{ V}$	μA			1.0			1.0

Characterization Information, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	AT-41511		AT-41533		
			Min	Typ	Min	Typ	
NF	Noise Figure $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$	$f = 0.9\text{ GHz}$	dB	1.0		1.0	
					1.7		1.6
G_A	Associated Gain $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$	$f = 0.9\text{ GHz}$	dB	15.5		14.5	
					11		9
P_{1dB}	Power at 1 dB Gain Compression (opt tuning) $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 25\text{ mA}$	$f = 0.9\text{ GHz}$	dBm		14.5	14.5	
G_{1dB}	Gain at 1 dB Gain Compression (opt tuning) $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 25\text{ mA}$	$f = 0.9\text{ GHz}$	dB		17.5	14.5	
IP_3	Output Third Order Intercept Point, $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 25\text{ mA}$ (opt tuning)	$f = 0.9\text{ GHz}$	dBm		25	25	
$ S_{21E} ^2$	Gain in 50 Ω system; $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$	$f = 0.9\text{ GHz}$	dB	13.5	15.5	10.8	12.8
		$f = 2.4\text{ GHz}$			7.9		5.2

AT-41511, AT-41533 Typical Performance

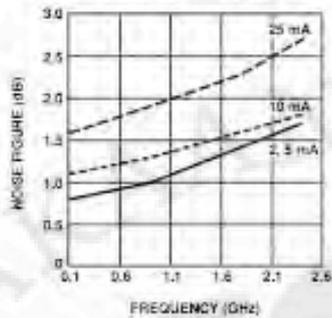


Figure 1. AT-41511 and AT-41533 Minimum Noise Figure vs. Frequency and Current at $V_{DS} = 2.7$ V.

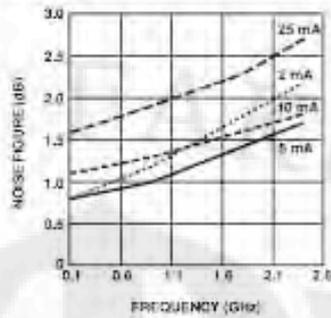


Figure 2. AT-41511 and AT-41533 Minimum Noise Figure vs. Frequency and Current at $V_{DS} = 5$ V.

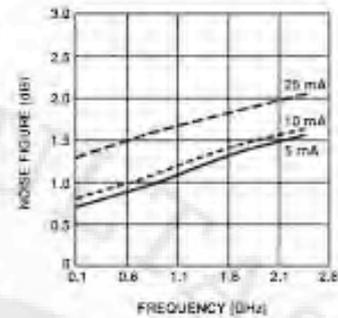


Figure 3. AT-41511 and AT-41533 Minimum Noise Figure vs. Frequency and Current at $V_{DS} = 8$ V.

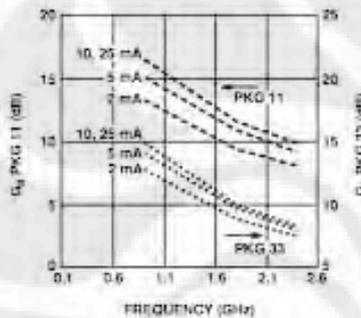


Figure 4. AT-41511 and AT-41533 Associated Gain vs. Frequency and Current at $V_{DS} = 2.7$ V.

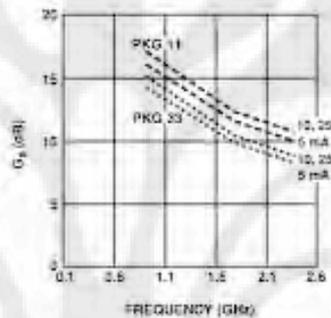


Figure 5. AT-41511 and AT-41533 Associated Gain vs. Frequency and Current at $V_{DS} = 5$ V.

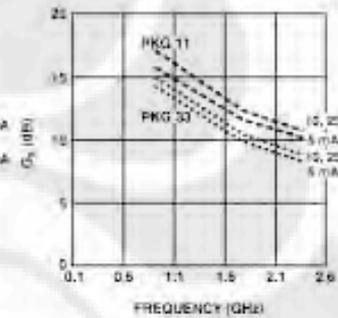


Figure 6. AT-41511 and AT-41533 Associated Gain vs. Frequency and Current at $V_{DS} = 8$ V.

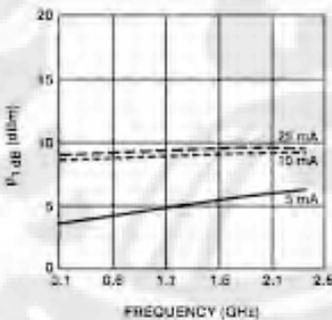


Figure 7. AT-41511 and AT-41533 P_{1dB} vs. Frequency and Bias at $V_{DS} = 2.7$ V, with Optimal Tuning.

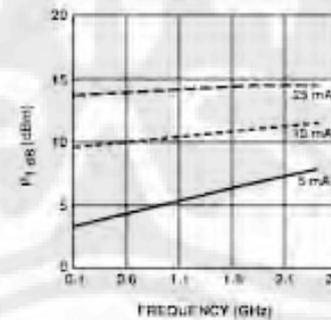


Figure 8. AT-41511 and AT-41533 P_{1dB} vs. Frequency and Bias at $V_{DS} = 5$ V, with Optimal Tuning.

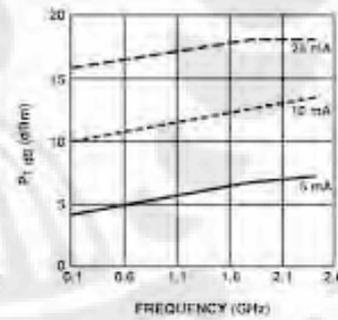


Figure 9. AT-41511 and AT-41533 P_{1dB} vs. Frequency and Bias at $V_{DS} = 8$ V, with Optimal Tuning.

(Lanjutan)

AT-41511 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 5 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}			S_{21}			S_{12}			S_{22}		
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	
0.1	0.84	-27	23.44	14.854	161	-34.89	0.018	76	0.95	-11		
0.5	0.59	-102	19.01	8.924	115	-24.88	0.057	48	0.65	-34		
0.9	0.49	-141	15.09	5.684	93	-22.97	0.071	43	0.51	-39		
1.0	0.48	-149	14.30	5.189	89	-22.73	0.073	43	0.49	-39		
1.5	0.46	-176	11.15	3.61	72	-21.21	0.087	44	0.44	-43		
1.8	0.46	170	9.69	3.051	64	-20.26	0.097	45	0.43	-45		
2.0	0.46	162	8.86	2.774	59	-19.74	0.103	45	0.42	-47		
2.4	0.47	148	7.37	2.337	50	-18.64	0.117	46	0.42	-51		
3.0	0.5	130	5.58	1.901	36	-17.14	0.139	45	0.41	-59		
4.0	0.56	106	3.25	1.454	17	-14.89	0.18	42	0.4	-73		
5.0	0.61	87	1.36	1.17	0	-12.96	0.225	37	0.4	-81		

AT-41511 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 5 \text{ mA}$

Freq	F_{min}	Γ_{opt}		R_n
GHz	dB	Mag	Ang	-
0.1	0.8	0.45	0	0.25
0.9	1.0	0.39	63	0.19
1.8	1.4	0.32	137	0.12
2.4	1.7	0.40	177	0.09

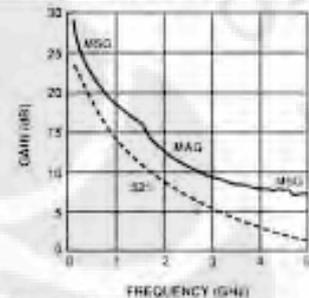


Figure 10. AT-41511 Gain vs. Frequency at $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 5 \text{ mA}$.

AT-41533 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 5 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}			S_{21}			S_{12}			S_{22}		
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	
0.1	0.78	-30	23.43	14.834	155	-33.98	0.020	75	0.94	-12		
0.5	0.35	-99	16.91	7.004	103	-24.58	0.059	60	0.62	-28		
0.9	0.23	-144	12.50	4.219	84	-21.21	0.087	62	0.55	-30		
1.0	0.21	-154	11.65	3.826	80	-20.54	0.094	63	0.54	-31		
1.5	0.20	162	8.50	2.661	64	-17.46	0.134	64	0.52	-36		
1.8	0.22	144	7.09	2.261	56	-15.97	0.159	63	0.51	-40		
2.0	0.23	134	6.30	2.065	51	-15.09	0.176	63	0.51	-42		
2.4	0.26	118	4.97	1.773	42	-13.39	0.214	61	0.50	-48		
3.0	0.30	101	3.45	1.488	30	-11.21	0.275	56	0.48	-58		
4.0	0.37	80	1.66	1.211	13	-8.20	0.389	46	0.45	-80		
5.0	0.44	62	0.35	1.041	-1	-5.90	0.507	33	0.42	-104		

AT-41533 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 5 \text{ mA}$

Freq	F_{min}	Γ_{opt}		R_n
GHz	dB	Mag	Ang	-
0.1	0.7	0.45	8	0.20
0.9	1.0	0.25	94	0.13
1.8	1.4	0.38	-159	0.08
2.4	1.6	0.54	-122	0.16

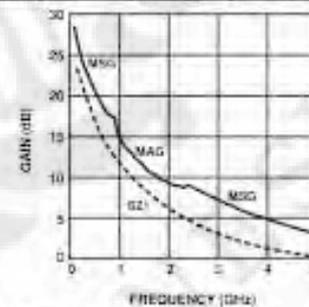


Figure 11. AT-41533 Gain vs. Frequency at $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 5 \text{ mA}$.

(Lanjutan)

AT-41511 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.1	0.49	-91	29.25	29.048	136	-37.72	0.013	62	0.73	-22
0.5	0.53	-168	18.55	8.459	92	-30.46	0.030	61	0.45	-23
0.9	0.53	172	13.62	4.798	79	-26.56	0.047	66	0.42	-26
1.0	0.53	169	12.73	4.330	76	-25.68	0.052	67	0.42	-27
1.5	0.54	153	9.34	2.932	63	-22.50	0.075	67	0.42	-34
1.8	0.55	145	7.86	2.473	57	-21.01	0.089	66	0.42	-38
2.0	0.56	140	6.97	2.232	52	-20.09	0.099	66	0.42	-41
2.4	0.57	129	5.47	1.877	44	-18.49	0.119	64	0.42	-48
3.0	0.60	116	3.67	1.525	32	-16.54	0.149	59	0.41	-58
4.0	0.64	95	1.30	1.162	14	-13.98	0.200	51	0.40	-75
5.0	0.67	79	-0.58	0.835	-1	-11.90	0.254	43	0.39	-96

AT-41511 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		R_n -
		Mag	Ang	
0.1	1.6	0.13	18	0.16
0.9	1.9	0.24	-162	0.13
1.8	2.3	0.40	-137	0.23
2.4	2.7	0.50	-122	0.35

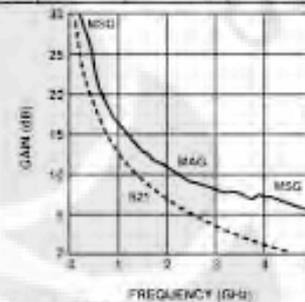


Figure 12. AT-41511 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$.

AT-41533 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.1	0.34	-75	29.37	29.404	127	-37.08	0.014	72	0.71	-21
0.5	0.19	-168	17.63	7.614	88	-25.68	0.052	76	0.47	-20
0.9	0.20	161	12.73	4.329	74	-20.82	0.091	74	0.46	-24
1.0	0.20	154	11.84	3.909	71	-19.91	0.101	74	0.45	-26
1.5	0.24	132	8.56	2.679	59	-16.42	0.151	70	0.45	-33
1.8	0.25	121	7.12	2.271	52	-14.85	0.181	67	0.44	-38
2.0	0.27	115	6.32	2.071	47	-13.94	0.201	65	0.44	-41
2.4	0.29	105	4.99	1.777	39	-12.32	0.242	61	0.43	-48
3.0	0.33	93	3.46	1.489	27	-10.31	0.305	54	0.41	-59
4.0	0.39	76	1.69	1.215	11	-7.66	0.414	42	0.37	-81
5.0	0.45	60	0.40	1.047	-3	-5.73	0.517	29	0.33	-106

AT-41533 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		R_n -
		Mag	Ang	
0.1	1.3	0.10	24	0.12
0.9	1.6	0.25	-158	0.11
1.8	1.9	0.48	-122	0.19
2.4	2.1	0.59	-101	0.37

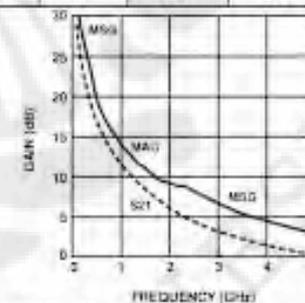


Figure 13. AT-41533 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 2.7 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$.

(Lanjutan)

AT-41511 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 5V$, $I_C = 5mA$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.1	0.88	-25	23.47	14.918	162	-34.89	0.018	77	0.95	-11
0.5	0.61	-96	19.31	9.234	116	-25.04	0.056	49	0.66	-83
0.9	0.50	-135	15.49	5.948	94	-23.22	0.069	44	0.52	-38
1.0	0.48	-142	14.70	5.433	90	-22.85	0.072	43	0.50	-39
1.5	0.45	-170	11.59	3.796	74	-21.31	0.086	44	0.45	-42
1.8	0.45	176	10.13	3.210	66	-20.45	0.095	45	0.44	-44
2.0	0.45	168	9.31	2.921	61	-19.91	0.101	46	0.43	-46
2.4	0.45	154	7.85	2.469	52	-18.86	0.114	46	0.42	-51
3.0	0.48	136	6.06	2.009	39	-17.33	0.136	46	0.42	-58
4.0	0.53	111	3.77	1.544	19	-15.09	0.176	43	0.40	-72
5.0	0.58	92	1.91	1.246	2	-13.07	0.222	39	0.40	-90

AT-41511 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 5V$, $I_C = 5mA$

Freq. GHz	F_{min}	Γ_{opt}		R_n
	dB	Mag	Ang	
0.1	0.8	0.46	5	0.30
0.9	1.0	0.39	60	0.22
1.8	1.4	0.34	130	0.13
2.4	1.7	0.39	173	0.09

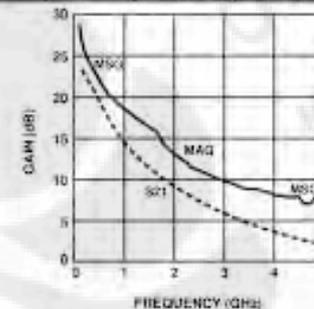


Figure 14. AT-41511 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 5V$, $I_C = 5mA$.

AT-41533 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 5V$, $I_C = 5mA$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.1	0.79	-28	23.48	14.832	155	-34.89	0.018	76	0.95	-11
0.5	0.36	-94	17.15	7.200	104	-25.35	0.054	61	0.65	-25
0.9	0.22	-137	12.77	4.349	84	-21.94	0.080	63	0.58	-27
1.0	0.20	-148	11.93	3.948	81	-21.21	0.087	64	0.57	-29
1.5	0.18	165	8.77	2.746	65	-18.20	0.123	65	0.56	-34
1.8	0.19	145	7.34	2.328	58	-16.65	0.147	65	0.55	-37
2.0	0.21	134	6.56	2.128	53	-15.70	0.164	65	0.55	-39
2.4	0.24	118	5.22	1.823	44	-14.02	0.199	63	0.54	-45
3.0	0.28	100	3.68	1.527	32	-11.77	0.258	59	0.53	-55
4.0	0.35	80	1.87	1.240	14	-8.61	0.371	50	0.50	-74
5.0	0.42	61	0.52	1.062	0	-6.18	0.491	37	0.47	-97

AT-41533 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 5V$, $I_C = 5mA$

Freq. GHz	F_{min}	Γ_{opt}		R_n
	dB	Mag	Ang	
0.1	0.7	0.46	7	0.21
0.9	1.0	0.29	86	0.13
1.8	1.4	0.36	-163	0.07
2.4	1.6	0.53	-126	0.15

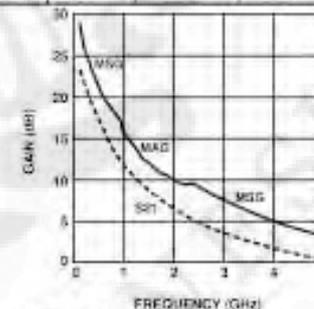


Figure 15. AT-41533 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 5V$, $I_C = 5mA$.

(Lanjutan)

AT-41511 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}			S_{21}			S_{12}			S_{22}		
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	
0.1	0.51	-74	30	32.732	140	-39	0.011	65	0.80	-19		
0.5	0.46	-161	20	10.259	95	-31	0.028	62	0.51	-21		
0.9	0.47	177	15	5.830	80	-27	0.043	66	0.48	-23		
1.0	0.47	173	14	5.257	78	-27	0.047	67	0.48	-24		
1.5	0.48	157	11	3.553	65	-23	0.068	68	0.47	-30		
1.8	0.49	148	9	2.983	58	-22	0.081	68	0.48	-34		
2.0	0.49	142	9	2.692	54	-21	0.090	67	0.48	-36		
2.4	0.51	132	7	2.254	46	-19	0.108	65	0.48	-42		
3.0	0.54	118	5	1.825	34	-17	0.135	61	0.47	-51		
4.0	0.59	97	3	1.386	16	-15	0.183	54	0.46	-66		
5.0	0.63	81	1	1.113	0	-13	0.234	47	0.46	-84		

AT-41511 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq. GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		R_n
		Mag	Ang	
0.1	1.6	0.08	14	0.18
0.9	1.9	0.11	165	0.16
1.8	2.3	0.28	-163	0.18
2.4	2.7	0.39	-134	0.22

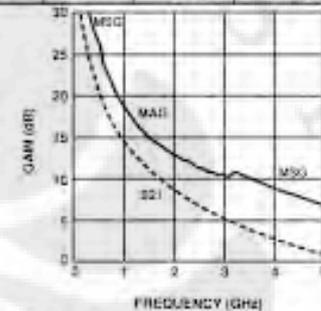


Figure 16. AT-41511 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

AT-41533 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}			S_{21}			S_{12}			S_{22}		
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	
0.1	0.37	-62	30.00	31.606	129	-37.72	0.013	73	0.74	-19		
0.5	0.13	-153	18.45	8.375	89	-26.20	0.049	76	0.51	-19		
0.9	0.13	163	13.56	4.764	76	-21.31	0.086	75	0.48	-23		
1.0	0.13	154	12.68	4.305	73	-20.45	0.095	74	0.49	-25		
1.5	0.17	128	9.38	2.945	61	-16.95	0.142	71	0.48	-31		
1.8	0.19	117	7.93	2.493	54	-15.39	0.170	68	0.48	-35		
2.0	0.20	111	7.14	2.274	50	-14.47	0.189	66	0.48	-38		
2.4	0.23	102	5.80	1.949	42	-12.84	0.228	62	0.47	-44		
3.0	0.27	90	4.25	1.632	31	-10.84	0.287	56	0.45	-54		
4.0	0.33	76	2.48	1.331	14	-8.13	0.392	45	0.42	-74		
5.0	0.39	60	1.19	1.137	-1	-6.09	0.496	32	0.38	-97		

AT-41533 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq. GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		R_n
		Mag	Ang	
0.1	1.3	0.08	13	0.12
0.9	1.6	0.19	-170	0.10
1.8	1.9	0.42	-126	0.16
2.4	2.1	0.55	-105	0.32

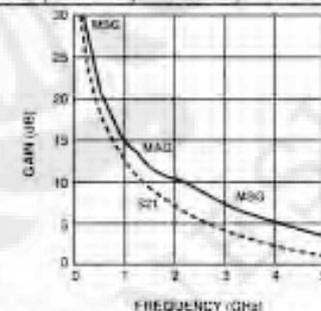


Figure 17. AT-41533 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

(Lanjutan)

AT-41511 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}			S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
0.1	0.75	-36	27.71	24.305	156	-37.72	0.013	73	0.92	-13	
0.5	0.47	-119	21.24	11.535	106	-28.87	0.036	53	0.60	-27	
0.9	0.41	-155	16.80	6.921	88	-26.20	0.049	55	0.51	-28	
1.0	0.40	-161	15.96	6.281	84	-25.68	0.052	56	0.50	-29	
1.5	0.39	174	12.66	4.294	70	-23.10	0.070	58	0.48	-32	
1.8	0.40	162	11.16	3.615	63	-21.83	0.081	58	0.48	-35	
2.0	0.40	155	10.29	3.269	59	-21.11	0.088	58	0.48	-37	
2.4	0.42	143	8.77	2.745	50	-19.66	0.104	58	0.48	-41	
3.0	0.44	126	6.95	2.226	38	-17.86	0.128	55	0.47	-48	
4.0	0.51	104	4.60	1.698	19	-15.44	0.169	50	0.46	-61	
5.0	0.56	87	2.73	1.370	3	-13.39	0.214	45	0.46	-76	

AT-41511 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$

Freq GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		R_n
GHz	dB	Mag	Ang	-
0.1	1.1	0.40	7	0.27
0.9	1.3	0.33	62	0.20
1.8	1.6	0.27	135	0.13
2.4	1.8	0.35	178	0.10

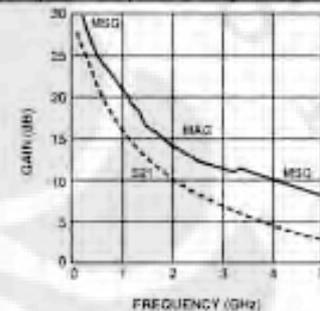


Figure 18. AT-41511 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$.

AT-41533 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}			S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
0.1	0.65	-37	27.45	23.576	145	-35.92	0.016	73	0.88	-15	
0.5	0.20	-100	18.60	8.509	97	-26.20	0.049	69	0.57	-23	
0.9	0.11	-146	13.89	4.947	81	-21.83	0.081	71	0.54	-25	
1.0	0.09	-161	13.03	4.482	78	-20.92	0.090	70	0.53	-26	
1.5	0.11	144	9.77	3.081	64	-17.59	0.132	69	0.52	-32	
1.8	0.13	125	8.34	2.611	58	-16.03	0.158	67	0.51	-35	
2.0	0.14	116	7.53	2.379	53	-15.09	0.176	65	0.51	-38	
2.4	0.17	104	6.20	2.041	45	-13.47	0.212	62	0.50	-43	
3.0	0.22	91	4.66	1.710	33	-11.40	0.269	57	0.49	-52	
4.0	0.28	77	2.90	1.396	16	-8.61	0.371	47	0.46	-71	
5.0	0.35	62	1.61	1.204	1	-6.45	0.476	35	0.43	-92	

AT-41533 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$

Freq GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		R_n
GHz	dB	Mag	Ang	-
0.1	0.8	0.40	13	0.18
0.9	1.1	0.20	93	0.12
1.8	1.5	0.32	-154	0.09
2.4	1.7	0.49	-121	0.17

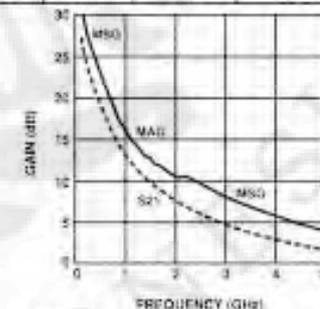


Figure 19. AT-41533 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$.

(Lanjutan)

AT-41511 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.1	0.55	-65	30.44	33.264	142	-39.17	0.011	66	0.82	-17
0.5	0.44	-155	20.69	10.832	96	-31.37	0.027	61	0.54	-21
0.9	0.44	-179	15.83	6.190	81	-27.54	0.042	66	0.50	-22
1.0	0.44	176	14.95	5.588	78	-26.74	0.046	67	0.50	-23
1.5	0.45	159	11.55	3.779	66	-23.61	0.066	67	0.49	-29
1.8	0.46	150	10.03	3.173	59	-22.16	0.078	67	0.50	-32
2.0	0.46	144	9.14	2.865	55	-21.31	0.086	66	0.50	-35
2.4	0.48	133	7.61	2.401	46	-19.66	0.101	65	0.50	-40
3.0	0.51	119	5.78	1.945	35	-17.72	0.130	61	0.49	-48
4.0	0.57	99	3.39	1.477	17	-15.09	0.176	55	0.49	-63
5.0	0.61	83	1.49	1.187	1	-12.92	0.226	48	0.48	-80

AT-41511 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		R_n -
		Mag	Ang	
0.1	1.6	0.08	10	0.20
0.9	1.9	0.10	100	0.19
1.8	2.3	0.22	-170	0.18
2.4	2.7	0.32	-147	0.18

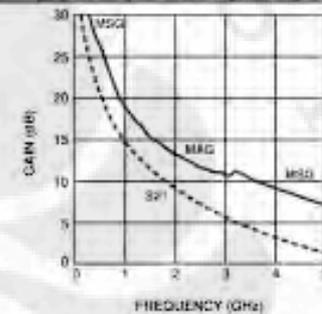


Figure 20. AT-41511 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$.

AT-41533 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.1	0.41	-57	30.11	32.026	130	-37.72	0.013	73	0.76	-18
0.5	0.11	-138	18.75	8.664	90	-26.38	0.048	76	0.52	-19
0.9	0.10	168	13.87	4.938	77	-21.51	0.084	75	0.50	-22
1.0	0.10	156	12.99	4.460	74	-20.63	0.093	74	0.50	-24
1.5	0.14	126	9.70	3.054	62	-17.14	0.139	71	0.49	-31
1.8	0.16	115	8.25	2.585	55	-15.60	0.166	68	0.49	-34
2.0	0.17	108	7.45	2.359	51	-14.66	0.185	66	0.49	-37
2.4	0.20	99	6.11	2.020	43	-13.03	0.223	62	0.48	-43
3.0	0.24	89	4.56	1.691	32	-11.03	0.281	56	0.46	-53
4.0	0.30	75	2.60	1.380	15	-8.31	0.384	45	0.43	-72
5.0	0.37	61	1.51	1.190	0	-6.25	0.487	33	0.39	-94

AT-41533 Typical Noise Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

Freq GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		R_n -
		Mag	Ang	
0.1	1.3	0.07	18	0.16
0.9	1.6	0.12	164	0.12
1.8	1.9	0.36	-134	0.15
2.4	2.1	0.51	-109	0.28

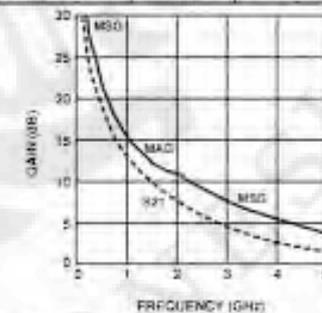


Figure 21. AT-41533 Gains vs. Frequency at $V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$.

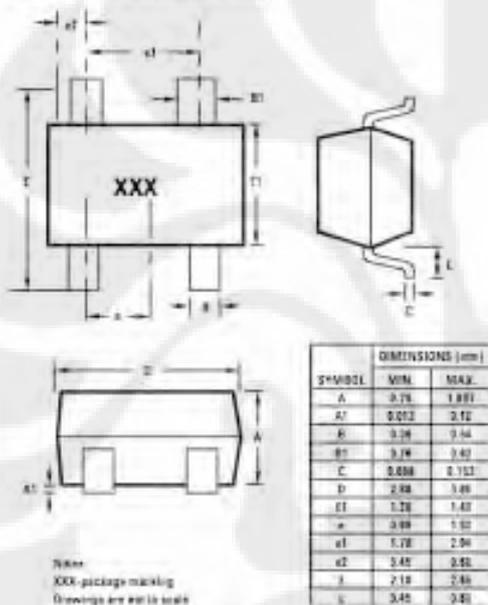
(Lanjutan)

Ordering Information

Part Numbers		No. of Devices	Comments
AT-41511-BLK	AT-41533-BLK	100	Bulk
AT-41511-BLKG	AT-41533-BLKG	100	Bulk
AT-41511-TR1	AT-41533-TR1	3000	7" Reel
AT-41511-TR1G	AT-41533-TR1G	3000	7" Reel
AT-41511-TR2	AT-41533-TR2	10000	13" Reel
AT-41511-TR2G	AT-41533-TR2G	10000	13" Reel

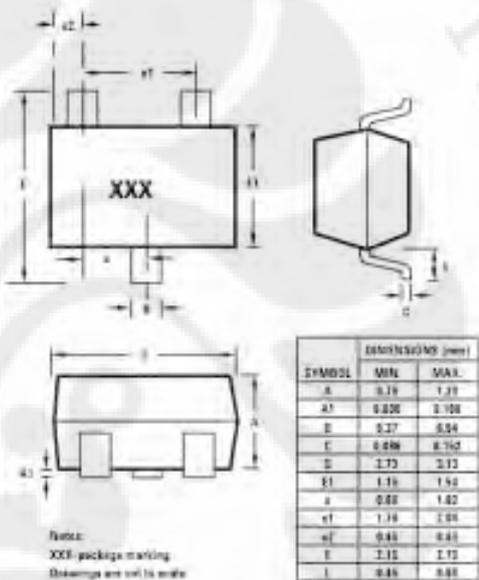
Note: Order part number with a "G" suffix if lead-free option is desired.

**Package Dimensions
SOT-143 Plastic Package**



Note:
XXX: package marking
Drawings are not to scale

SOT-23 Plastic Package



Note:
XXX: package marking
Drawings are not to scale

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site:
www.avagotech.com

Avago, Avago Technologies, and the A logo are trademarks of Avago Technologies, Limited in the United States and other countries.
Data subject to change. Copyright © 2005 Avago Technologies, Limited. All rights reserved.
Obsoletes 5965-8929E
5989-2849EN April 17, 2005

