



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**SIMULASI DAN DISAIN LNA (*LOW NOISE AMPLIFIER*)  
PADA FREKUENSI 2,3 GHz**

**SKRIPSI**

**ANTON NUGROHO D.P.**

**04 05 03 01 09**

**FAKULTAS TEKNIK  
DEPARTEMEN ELEKTRO  
DEPOK  
JULI 2009**



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**SIMULASI DAN DISAIN LNA (*LOW NOISE AMPLIFIER*)  
PADA FREKUENSI 2,3 GHz**

**SKRIPSI**

**Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar sarjana teknik**

**ANTON NUGROHO D.P.**

**04 05 03 01 09**

**FAKULTAS TEKNIK  
DEPARTEMEN ELEKTRO  
DEPOK  
JULI 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 : Anton Nugroho D.P.

NPM : 0405030109

Tanda Tangan :



Tanggal : 2 Juli 2009

## HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh

Nama : Anton Nugroho Dwi Putranto  
NPM : 0405030109  
Program Studi : Teknik Elektro  
Judul Skripsi : **SIMULASI DAN DISAIN LNA (*LOW NOISE AMPLIFIER*) PADA FREKUENSI 2,3 GHz**

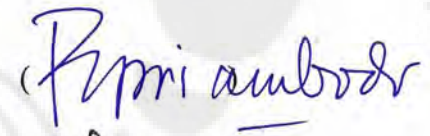
Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik pada Program Studi Elektro, Fakultas Teknik Universitas Indonesia

### DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Dr.Ir. Arman Djohan Diponegoro, M.Eng



Penguji : Dr.Ir. Purnomo Sidhi Priambodo, M.Sc



Penguji : Arief Udhiarto, ST, M.T



Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 2 Juli 2009

## KATA PENGANTAR

Puji syukur saya panjatkan kepada Allah Yang Maha Esa, karena atas berkat dan rahmat-Nya, saya dapat menyelesaikan skripsi ini. Penulisan skripsi ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Sarjana Teknik Jurusan Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa, tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan skripsi ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan skripsi ini. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada:

- (1) Dr.Ir. Arman Djohan Diponegoro , M.Eng, selaku dosen pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan skripsi ini;
- (2) Pihak Laboratorium Telekomunikasi Departemen Elektro UI yang telah banyak membantu dalam usaha memperoleh data yang saya perlukan;
- (3) orang tua dan keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan material dan moral; dan
- (4) sahabat yang telah banyak membantu saya dalam menyelesaikan skripsi ini.

Akhir kata, saya berharap Allah Yang Maha Esa berkenan membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu. Semoga skripsi ini membawa manfaat bagi pengembangan ilmu.

Depok, 2 Juli 2009

Penulis

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

---

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

Nama : Anton Nugroho Dwi Putranto

NPM : 0405030109

Program Studi : Telekomunikasi

Departemen : 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 :

**SIMULASI DAN DISAIN LNA (*LOW NOISE AMPLIFIER*) PADA  
FREKUENSI 2,3 GHz.**

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

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok

Pada tanggal : 2 Juli 2009

Yang menyatakan

(Anton Nugroho D.P.)

## ABSTRAK

Nama : Anton Nugroho D.P.  
Program Studi : Telekomunikasi  
Judul : **SIMULASI DAN DISAIN LNA (*LOW NOISE AMPLIFIER*)  
PADA FREKUENSI 2,3 GHz**

Skripsi ini membahas simulasi dan disain penguat derau rendah atau LNA (*Low Noise Amplifier*) pada sistem radio frekuensi untuk aplikasi *mobile WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)* pada frekuensi 2,3 GHz sesuai dengan standar IEEE 802.16e. Sinyal pada sistem radio frekuensi dipancarkan dalam bentuk gelombang mikro dengan keluaran yang sangat rendah. Oleh karena itu, sistem radio penerima harus mempunyai penguat dengan penguatan yang tinggi dan derau yang serendah-rendahnya. Perangkat penguat ini yang disebut oleh LNA yang terletak pada urutan pertama dalam blok diagram penerima pada sistem radio frekuensi. LNA tersebut dirancang dengan menggunakan mikrostrip. Komponen aktif penyusunnya berupa transistor ATF-34143 produksi Agilent Technologies yang mempunyai gambaran derau (*noise figure*) yang kecil dan penguatan yang tinggi. Hasil akhir dari simulasi LNA memberikan *noise figure* sebesar 0,456 dB dan *gain* sebesar 36,103 dB.

Kata kunci : LNA, derau, penguatan

## ABSTRACT

Name : Anton Nugroho D.P.  
Study Program : Telecommunication  
Title : **DESIGN AND SIMULATION OF LNA (*LOW NOISE AMPLIFIER*) AT 2.3 GHz.**

This Thesis discusses design and simulation of LNA (*Low Noise Amplifier*) at 2.3 GHz for *mobile WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)* based of IEEE 802.16e standard at system of frequency radio. The signal at system of frequency radio transmitted in microwave with very low output. In consequence, the radio receiver system must have lasing with high gain and noise as low as possible . This peripheral to amplify is called by LNA that lie in first sequence in block of frequency radio receiver system diagram. LNA are referred [as] designed by using microstrip. The active component its formed is transistor ATF-34143 from Agilent Technologies that have low noise figure and high gain. The final result from simulation of LNA for noise figure and gain are 0,456 dB and 36,103 dB.

Keywords : LNA, noise, gain

## DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL .....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS.....	ii
LEMBAR PENGESAHAN .....	iii
KATA PENGANTAR.....	iv
LEMBAR PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH .....	v
DAFTAR ISI .....	vii
DAFTAR GAMBAR .....	viii
DAFTAR TABEL .....	ix
ABSTRAK .....	vi
ABSTRACT.....	vi
BAB 1. PENDAHULUAN .....	1
1.1 LATAR BELAKANG.....	1
1.2 TUJUAN.....	2
1.3 BATASAN MASALAH.....	2
1.4 SISTEMATIKA PENULISAN.....	2
BAB 2. LANDASAN TEORI.....	3
2.1 BIAS TRANSISTOR.....	3
2.2 <i>SCATTERING</i> PARAMETER.....	6
2.3 RANGKAIAN PENYESUAI IMPEDANSI ( <i>IMPEDANCE MATCHING CIRCUIT</i> ).....	8
2.4 <i>GAIN</i> (PENGUATAN).....	11
2.5 KESTABILAN.....	13
2.6 <i>NOISE FIGURE</i> .....	14
2.7 <i>RETURN LOSS</i> .....	15
2.8 MIKROSTRIP .....	15
BAB 3. METODOLOGI PERANCANGAN LNA.....	18
3.1 PEMILIHAN TRANSISTOR.....	18
3.2 PERANCANGAN RANGKAIAN BIAS TRANSISTOR.....	19
3.3 PEMERIKSAAN KESTABILAN .....	21
3.4 PEMERIKSAAN PARAMETER-PARAMETER LNA .....	23
3.5 PERANCANGAN RANGKAIAN PENYESUAI IMPEDANSI ( <i>IMPEDANCE MATCHING</i> ).....	25
BAB 4 SIMULASI DAN DISAIN LNA.....	32
4.1 SIMULASI RANGKAIAN LNA.....	32
4.2 PERANCANGAN <i>LAYOUT</i> .....	39
BAB 5. KESIMPULAN.....	41
DAFTAR REFERENSI.....	42
LAMPIRAN.....	43



## DAFTAR GAMBAR

<b>Gambar 1.1</b>	Blok diagram RF.....	1
<b>Gambar 2.1</b>	Struktur dasar HEMT.....	4
<b>Gambar 2.2</b>	Rangkaian bias pasif pHEMT.....	5
<b>Gambar 2.3</b>	Blok S-parameter.....	7
<b>Gambar 2.4</b>	Blok rangkaian penguat.....	9
<b>Gambar 2.5</b>	Skematik LNA.....	9
<b>Gambar 2.6</b>	Blok rangkaian penguat dengan pembagian <i>gain</i> .....	12
<b>Gambar 2.7</b>	<i>Stability circle</i> pada beban.....	13
<b>Gambar 2.8</b>	Geometri mikrostrip.....	16
<b>Gambar 3.1</b>	Skematik bias ATF-34143 2 tingkat.....	20
<b>Gambar 3.2</b>	Bias ATF-34143 2 tingkat.....	21
<b>Gambar 3.3</b>	Hubungan antara faktor kestabilan K terhadap frekuensi pada bias ATF-34143 2 tingkat.....	22
<b>Gambar 3.4</b>	Hubungan antara $S_{21}$ dan $S_{12}$ terhadap frekuensi pada bias ATF-34143 2 tingkat.....	24
<b>Gambar 3.5</b>	Hubungan antara <i>noise figure</i> dan <i>noise figure</i> minimum terhadap frekuensi pada bias ATF-34143 2 tingkat .....	24
<b>Gambar 3.6</b>	Skematik LNA dengan impedansi karakteristik yang berbeda....	28
<b>Gambar 3.7</b>	Rangkaian mikrostrip LNA.....	31
<b>Gambar 4.1</b>	Hasil akhir rancangan LNA.....	32
<b>Gambar 4.2</b>	Hubungan antara faktor kestabilan K terhadap frekuensi pada LNA.....	33
<b>Gambar 4.3</b>	Hubungan antara <i>noise figure</i> dan <i>noise figure</i> minimum terhadap frekuensi pada LNA.....	33
<b>Gambar 4.4</b>	Hubungan antara $S_{21}$ ( <i>gain</i> ) dan $S_{12}$ (refleksi) terhadap frekuensi pada LNA.....	35
<b>Gambar 4.5</b>	Hubungan antara <i>input return loss</i> ( $S_{11}$ ) terhadap frekuensi pada LNA.....	34
<b>Gambar 4.6</b>	Hubungan antara <i>output return loss</i> ( $S_{22}$ ) terhadap frekuensi pada LNA.....	34
<b>Gambar 4.7</b>	Hasil akhir rancangan LNA setelah <i>tuning</i> .....	35
<b>Gambar 4.8</b>	Hubungan antara faktor kestabilan K terhadap frekuensi pada LNA setelah <i>tuning</i> .....	35
<b>Gambar 4.9</b>	Hubungan antara <i>noise figure</i> dan <i>noise figure</i> minimum terhadap frekuensi pada LNA setelah <i>tuning</i> .....	36
<b>Gambar 4.10</b>	Hubungan antara $S_{21}$ ( <i>gain</i> ) dan $S_{12}$ (refleksi) terhadap frekuensi pada LNA setelah <i>tuning</i> .....	36
<b>Gambar 4.11</b>	Hubungan antara <i>input return loss</i> ( $S_{11}$ ) terhadap frekuensi pada LNA setelah <i>tuning</i> .....	37
<b>Gambar 4.12</b>	Hubungan antara <i>output return loss</i> ( $S_{22}$ ) terhadap frekuensi pada LNA setelah <i>tuning</i> .....	37
<b>Gambar 4.13</b>	Skematik akhir LNA setelah <i>tuning</i> .....	38
<b>Gambar 4.14</b>	Layout LNA.....	39
<b>Gambar 4.15</b>	Layout LNA untuk fabrikasi.....	40

## DAFTAR TABEL

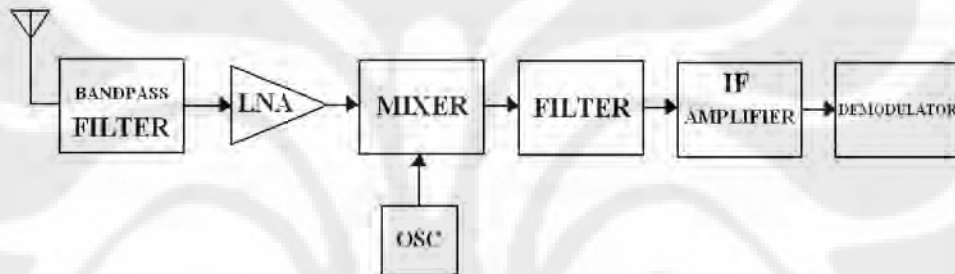
<b>Tabel 2.1</b> Perbandingan performansi HEMT dengan transistor lain.....	4
<b>Tabel 3.1</b> <i>Library</i> ATF-34143 pada ADS.....	18
<b>Tabel 3.2</b> <i>Datasheet</i> spesifikasi elektrik ATF-34143.....	19
<b>Tabel 3.3</b> Hasil simulasi bias ATF-34143 2 tingkat.....	22
<b>Tabel 3.4</b> Hasil simulasi untuk <i>gain</i> dan <i>noise figure</i> pada bias ATF-34143 2 tingkat.....	23
<b>Tabel 3.5</b> Hasil simulasi S-parameter ATF-34143 2 tingkat.....	25
<b>Tabel 4.1</b> Daftar komponen LNA.....	39

# BAB 1

## PENDAHULUAN

### 1.1 LATAR BELAKANG

Sistem komunikasi WiMAX, (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) merupakan teknologi akses nirkabel pita lebar yang memiliki kecepatan akses yang tinggi dengan jangkauan yang luas. Bagian penerima pada sistem WiMAX sama halnya dengan sistem penerima RF yang ditunjukkan pada Gambar 1.1, salah satunya adalah LNA.



Gambar 1.1 Blok diagram RF.

Sinyal yang diterima dari pengirim lewat melalui antena dan diteruskan masuk ke *bandpass* filter kemudian diperkuat oleh LNA (*Low Noise Amplifier*) atau penguat yang berderau rendah. LNA merupakan salah satu blok rangkaian dalam sistem penerima RF (*Radio Frequency*) yang digunakan untuk memperkuat sinyal. Dalam komunikasi nirkabel, LNA harus sanggup menerima sinyal yang sangat lemah dari pengirim dan harus mampu memperkuat sinyal tersebut sampai beberapa puluh dB agar dapat dicapai level yang cukup untuk diberikan ke perangkat penerima. Oleh karena itu, parameter yang perlu diperhatikan dalam merancang LNA yaitu *gain*, *noise figure*, masukan dan keluaran rangkaian penyesuaian impedansi, dan kestabilan.

LNA dirancang pada frekuensi 2,3 GHz sesuai dengan standar IEEE 802.16e untuk aplikasi *mobile* WiMAX. Karena perhatian perancangan LNA tertuju pada *noise figure* secara keseluruhan pada bagian penerima RF, hampir semua metode didasarkan pada optimasi dari performansi *noise* dan *gain*. Performansi *noise* dari

LNA secara langsung berhubungan dengan masukan dan keluaran rangkaian penyesuai (*matching*). Rangkaian penyesuai biasanya dikenal dengan rangkaian penyesuai impedansi yang dirancang dengan tujuan untuk menyesuaikan masukan supaya daya yang dikirim dapat maksimum sampai ke beban [6].

## **1.2 TUJUAN**

Merancang dan mensimulasikan suatu LNA dengan menggunakan transistor pHEMT 2 tingkat pada frekuensi 2,3 GHz. Diharapkan LNA yang dirancang ini dapat diaplikasikan pada *mobile* WiMAX.

## **1.3 BATASAN MASALAH**

LNA yang dirancang pada skripsi ini memiliki *noise figure* kurang dari 1 sehingga untuk mencapai hal tersebut digunakan transistor pHEMT. Frekuensi yang digunakan adalah 2,3 GHz.

## **1.4 SISTEMATIKA PENULISAN**

Pembahasan yang dilakukan pada skripsi ini dibagi dalam beberapa tahap, antara lain :

### **BAB 1 PENDAHULUAN**

Bagian ini terdiri dari latar belakang masalah, tujuan penulisan, batasan masalah dan sistematika penulisan.

### **BAB 2 DASAR TEORI**

Bagian ini akan membahas tentang dasar-dasar teori yang digunakan untuk merancang LNA.

### **BAB 3 METODOLOGI PERANCANGAN LNA**

Bagian ini berisi mengenai tahap-tahap disain awal LNA.

### **BAB 4 PENUTUP**

Bagian ini berisi simulasi dan disain akhir LNA.

### **BAB 5 KESIMPULAN**

Bagian ini memberikan kesimpulan mengenai rancangan LNA.

## BAB 2

### LANDASAN TEORI

#### 2.1 BIAS TRANSISTOR

Transistor merupakan suatu komponen elektronika yang terbuat dari bahan semikonduktor. Transistor dibagi menjadi 2 jenis yaitu transistor bipolar dan unipolar. Transistor bipolar terdiri dari :

1. *Bipolar Junction Transistor* (BJT)
2. *Heterojunction Bipolar Transistor* (HBT)

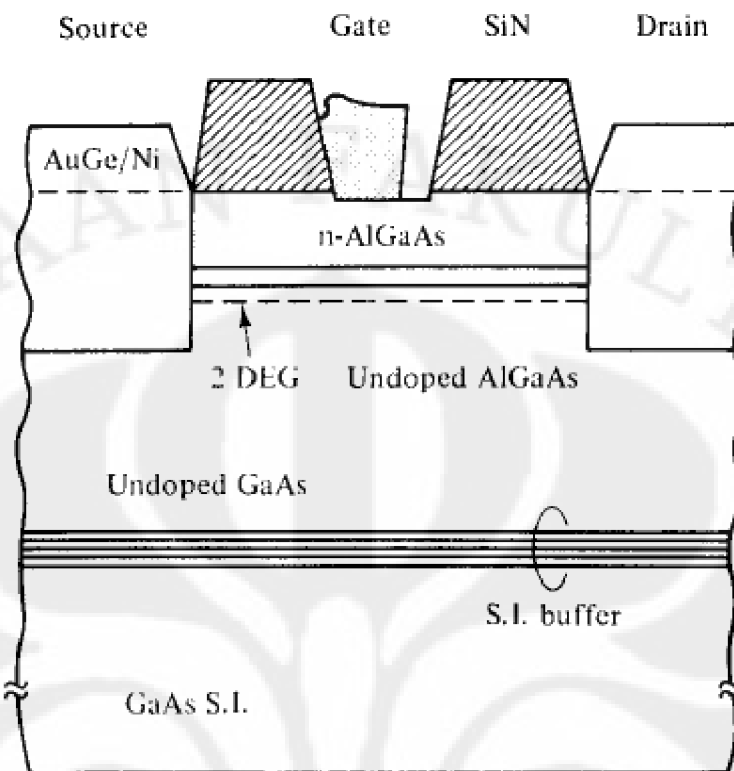
Sedangkan transistor unipolar merupakan kategori FET (*Field-Effect Transistor*) yaitu :

1. *Junction Field-Effect Transistor* (JFET)
2. *Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor* (MESFET)
3. *High Electron Mobility Transistor* (HEMT)
4. *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* (MOSFET)

Namun pada bagian ini hanya dibahas mengenai HEMT, karena penggunaannya pada perancangan LNA dalam skripsi ini.

HEMT merupakan suatu transistor yang diciptakan dari hasil teknik doping<sup>1</sup>-modulasi GaAs-AlGaAs (Gallium-Arsenide-Aluminium-Gallium-Arsenide) yang mempunyai struktur *heterojunction* tunggal. Performansi dari HEMT menunjukkan *noise figure* yang rendah dan *gain* yang tinggi hingga frekuensi 70 GHz, sehingga sangat cocok untuk aplikasi LNA. Struktur dasar dari HEMT ditunjukkan pada gambar 2.1. [5]

1. Doping merupakan pemberian atom-atom pengotor pada atom-atom induknya, misalnya kristal silikon tipe-p didoping dengan atom Gallium (Ga).



Gambar 2.1 Struktur dasar HEMT. [5]

Lapisan GaAs yang tidak didoping dan lapisan AlGaAs tipe-n yang didoping silikon ditumbuhkan pada substrat *semi-insulating* GaAs. Gas elektron dua-dimensi ( 2 DEG ) dibangun antara bagian yang tidak didoping dan lapisan tipe-n. Karena GaAs mempunyai afinitas elektron yang lebih tinggi, elektron bebas dalam lapisan AlGaAs dikirim ke lapisan GaAs yang tidak didoping dimana keduanya membentuk dua-dimensi gas elektron mobilitas-tinggi kedalam 100 Å (100 angstrom) pada antarmuka. Tabel 2.1 menunjukkan keunggulan HEMT dibandingkan transistor lain.[5]

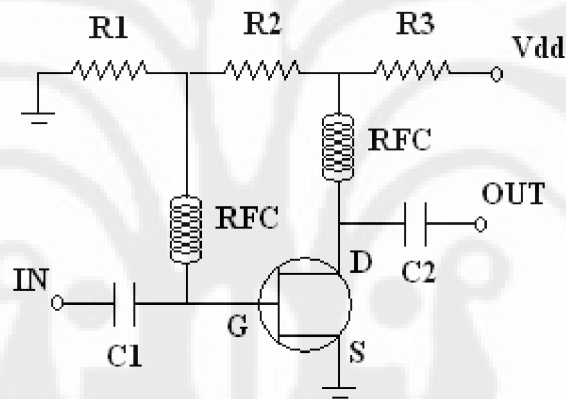
Tabel 2.1 Perbandingan performansi HEMT dengan transistor lain. [5]

Device	Frequency (GHz)	Noise	Power	Speed
HEMT	Up to 70	Very Good	Very Good	Excellent
GaAs MESFET	40	Good	Good	Good
GaAs-AlGaAs HBT*	20	Good	Good	Excellent
Si MOSFET	10	Poor	Very good	Very poor
Si bipolar transistor	1	Poor	Poor	Good

\*HBT = heterojunction bipolar transistor

Pada saat ini lebih banyak digunakan pHEMT. pHEMT merupakan perkembangan dari HEMT.

Terdapat 2 macam bias transistor yaitu bias pasif dan bias aktif. Namun yang digunakan disini adalah bias pasif karena bentuk rangkainnya yang sederhana dan lebih hemat dari sisi biaya. Perbedaan antara bias pasif dan bias aktif bahwa untuk bias aktif diperlukan suatu transistor tambahan dan bentuk rangkaianya lebih kompleks dan tidak didiskusikan disini. Pada bias pasif menggunakan resistor yang dirangkai sedemikian rupa sehingga terbentuk rangkaian pembagi tegangan yang dihubungkan ke *gate* (G) dan *drain* (D) pada pHEMT seperti pada Gambar 2.2.



Gambar 2.2 Rangkaian bias pasif pHEMT.

Pembagi tegangan berupa hambatan R1 dan R2. Sedangkan R3 berfungsi menjaga arus *drain* tetap konstan. Persamaan untuk nilai masing-masing hambatan adalah :

$$R_1 = \frac{V_{GS}}{I_{BB}} \quad \dots \dots \dots (2.1)$$

$$R_2 = \frac{V_{DS} - V_{GS}}{I_{BB}} \quad \dots \dots \dots (2.2)$$

$$R_3 = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_{DS} + I_{BB}} \dots\dots\dots (2.3)$$

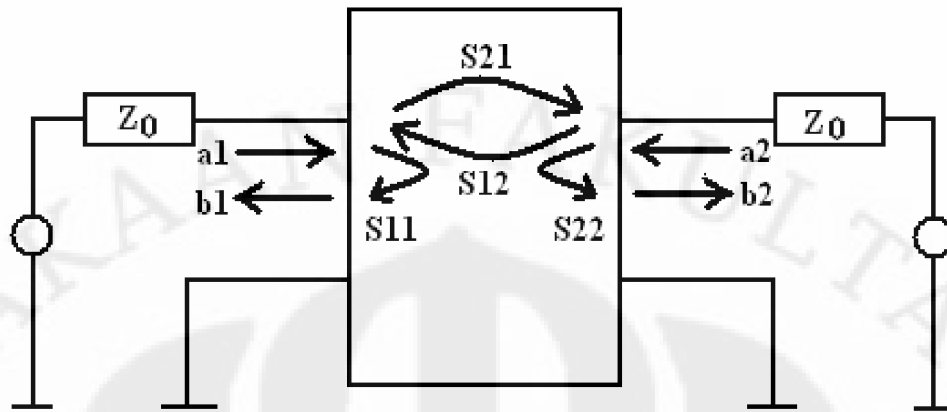
di mana nilai  $V_{DD}$  merupakan sumber tegangan, sedangkan  $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$ ,  $I_{DS}$ , dan  $I_{BB}$ . Nilainya dapat diperoleh dari *datasheet* transistor.

Induktor yang terhubung pada *gate* dan *drain* disebut juga RFC (*Radio Frequency Chokes*) yang mempunyai nilai hambatan yang rendah untuk bias DC dan impedansi yang sangat tinggi pada frekuensi RF untuk mencegah hubungan pendek. Dua kapasitor pada rangkaian disebut juga DC *block* kapasitor yang berfungsi memblokir arus DC dan melewatkan sinyal mikrowave.

## 2.2 SCATTERING PARAMETER

*Scattering* parameter atau disebut juga S-parameter merupakan suatu relasi atau hubungan antara tegangan gelombang datang dengan tegangan gelombang pantul dalam suatu rangkaian empat kutub (*two-port network*) yang terhubung dengan saluran transmisi yang mempunyai impedansi karakteristik  $Z_0$ . Untuk beberapa komponen elektronik atau suatu rangkaian listrik lainnya, S-parameter dapat dihitung dengan bantuan alat ukur yang menggunakan *vector network analyzer*. S-parameter juga merupakan suatu nilai yang terdapat pada *datasheet* transistor, biasanya transistor RF, yang digunakan untuk memprediksi performansi dan perancangan suatu *amplifier*. Perhatikan Gambar 2.3.





Gambar 2.3 Blok S-parameter. [9]

Persamaan matematis untuk rangkaian pada Gambar 2.3 adalah :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

di mana  $a_n$  merepresentasikan normalisasi tegangan datang masuk ke rangkaian *two-port*, sedangkan  $b_n$  merupakan normalisasi tegangan pantul dari rangkaian *two-port* yang masing-masing diberikan oleh persamaan : [9]

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

di mana :

$E_i$  = Tegangan datang dalam volt

$E_r$  = Tegangan pantul dalam volt

Dari persamaan (2.1), parameter  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ , dan  $S_{22}$  merepresentasikan koefisien refleksi dan transmisi yang disebut *Scattering-parameter* pada rangkaian *two-port*.

Bentuk matriks dari parameter ini adalah : [9]

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

Masing-masing dari nilai parameter tersebut sesuai persamaan :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \text{ ketika } a_2 = 0 \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \text{ ketika } a_1 = 0 \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \text{ ketika } a_2 = 0 \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \text{ ketika } a_1 = 0 \quad \dots\dots\dots (2.9)$$

di mana :

$S_{11}$  = Koefisien refleksi masukan

$S_{22}$  = Koefisien refleksi keluaran

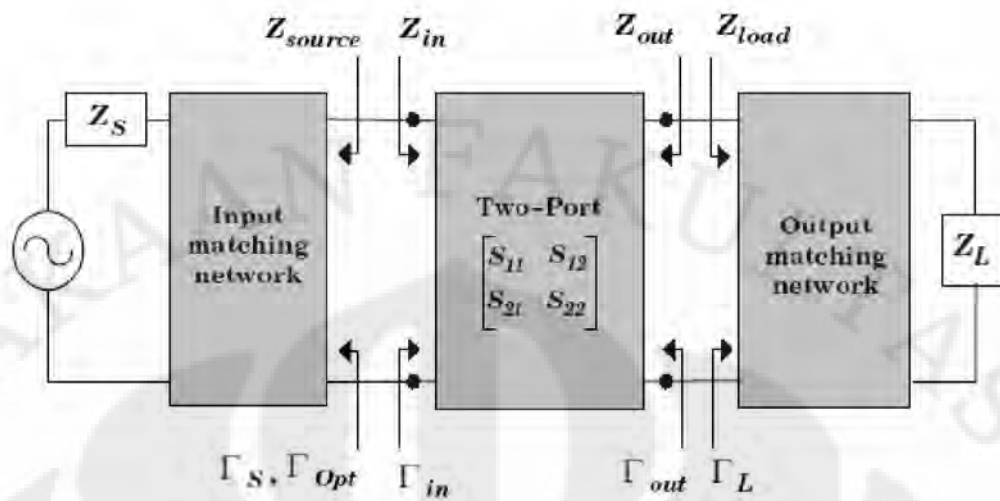
$S_{12}$  = Gain transmisi mundur

$S_{21}$  = Gain transmisi maju

### 2.3 RANGKAIAN PENYESUAI IMPEDANSI ( *IMPEDANCE MATCHING CIRCUIT* )

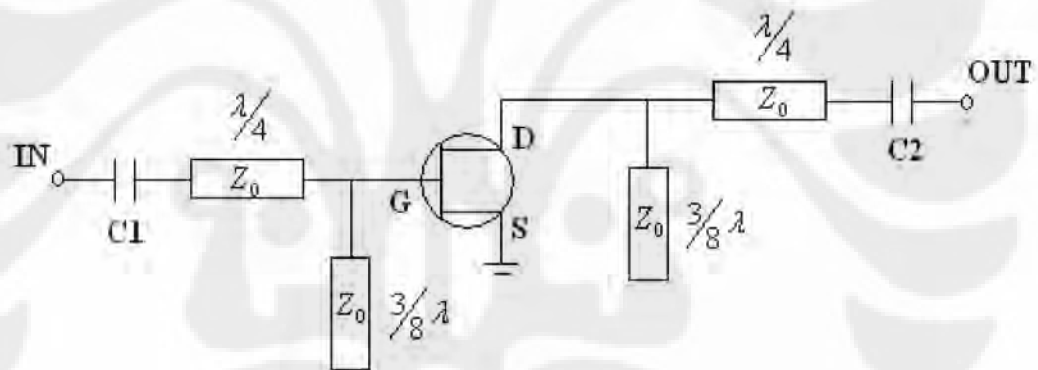
Rangkaian penyesuai impedansi merupakan suatu rangkaian yang menyediakan performansi optimum pada LNA. Alasan utama dirancang rangkaian penyesuai impedansi adalah agar daya yang dikirim dari sumber dapat maksimum dan juga bertujuan untuk mencapai koefisien refleksi masukan sama dengan nol.

Pada blok rangkaian penguat, terdapat rangkaian penyesuai impedansi yang ditunjukkan pada Gambar 2.4.



Gambar 2.4 Blok rangkaian penguat.

Sedangkan bentuk skematik LNA dapat dilihat pada Gambar 2.5.



Gambar 2.5 Skematik LNA.

Rangkaian penyesuai impedansi disini dirancang dengan *quarter-wave transformer* menggunakan saluran mikrostrip dengan impedansi karakteristik yang berbeda. Untuk rangkaian penyesuai masukan, perancangan ini memerlukan transformasi  $50 \Omega$  ke bentuk admitansi sumber  $Y_s$ . Sehingga diperoleh impedansi karakteristik sesuai dengan persamaan di bawah ini. [2]

$$\text{Untuk } \lambda/4, \quad Z_0 = \sqrt{50 \left( \frac{1}{(\text{Re})Y_S} \right)} \quad \dots\dots\dots (2.10)$$

$$\text{di mana : } Y_S = \frac{1}{50} \left( \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \right) \quad \dots\dots\dots (2.11)$$

Untuk LNA :  $\Gamma_S = \Gamma_{OPT}$  nilai-nilai tersebut terdapat pada *datasheet* transistor.

Pada stub rangkaian-terbuka (*open-circuited stub*) mempunyai admitansi  $Y_{OC} = jY_0 \tan \beta l$ , maka dari itu stub paralel rangkaian-terbuka panjang gelombang  $l = 3/8\lambda$  mempunyai admitansi  $-jY_0$  ( $\beta = 2\pi/\lambda$ ), sehingga :

$$\text{untuk } 3/8\lambda, \quad Z_0 = \frac{1}{(\text{Im})Y_0} \quad \dots\dots\dots (2.12)$$

$$Y_0 = Y_S$$

Begitu juga untuk rangkaian penyesuai keluaran, perancangan ini memerlukan transformasi  $50 \Omega$  ke bentuk admitansi beban  $Y_L$ , sehingga diperoleh impedansi karakteristik sesuai dengan persamaan di bawah ini.

$$\text{Untuk } \lambda/4, \quad Z_0 = \sqrt{50 \left( \frac{1}{(\text{Re})Y_L} \right)} \quad \dots\dots\dots (2.13)$$

$$\text{di mana : } Y_L = \frac{1}{50} \left( \frac{1 - \Gamma_L}{1 + \Gamma_L} \right) \quad \dots\dots\dots (2.14)$$

$$\Gamma_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{OPT}}{1 - S_{11} \Gamma_{OPT}} \right) \quad \dots\dots\dots (2.15)$$

tanda bintang pada persamaan tersebut merupakan negatif dari sudut yang dihasilkan.

$$\text{untuk } 3/8\lambda, \quad Z_0 = \frac{1}{(\text{Im})Y_0} \quad \dots\dots\dots (2.16)$$

$$Y_0 = Y_L$$

## 2.4 GAIN (PENGUATAN)

Perbandingan antara sinyal keluaran sistem terhadap sinyal masukan sistem disebut *gain*. Pada perancangan LNA terdapat 3 jenis *gain* yaitu : [2]

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

### 2.4.1 Transducer Power Gain (GT) [2]

Perbandingan antara daya yang dikirim ke beban terhadap daya yang tersedia pada sumber disebut *transducer power gain*.

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \dots\dots\dots (2.17)$$

di mana  $\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$  \dots\dots\dots (2.18)

### 2.4.2 Operating Power Gain (GP) [2]

Perbandingan antara daya yang dikirim ke beban terhadap daya masukan pada rangkaian disebut *operational power gain*.

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \dots\dots\dots (2.19)$$

### 2.4.3 Available Power Gain (GA) [2]

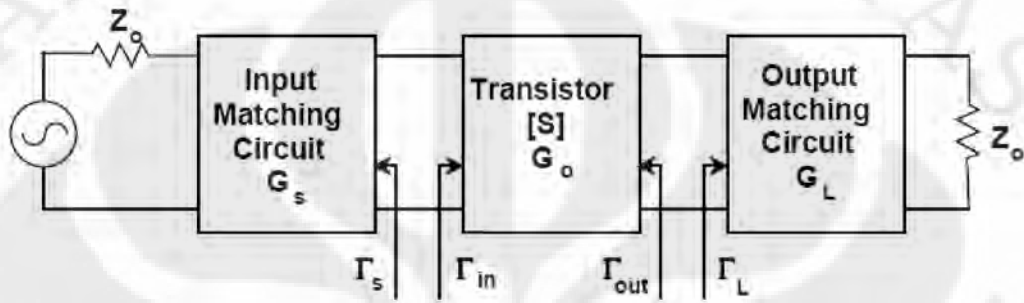
Perbandingan antara daya yang tersedia dari rangkaian terhadap daya dari sumber disebut *available power gain*.

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - S_{11} \Gamma_S|^2} \dots\dots\dots (2.20)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \dots\dots\dots (2.21)$$

di mana

Berdasarkan Gambar 2.6, apabila rangkaian *unilateral*, di mana  $S_{12} = 0$ , maka  $\Gamma_{IN} = S_{11}, \Gamma_{OUT} = S_{22}$ .



Gambar 2.6 Blok rangkaian penguat dengan pembagian gain

Sehingga *unilateral transducer power gain* (GTU) berdasarkan persamaan 2.17 adalah : [2]

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \dots\dots\dots (2.22)$$

Dari persamaan 2.22, dapat dibuat istilah baru untuk tiap bagian dari GTU.

$$G_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \dots\dots\dots (2.23)$$

$$G_o = |S_{21}|^2 \dots\dots\dots (2.24)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \dots\dots\dots (2.25)$$

Sehingga :

$$G_{TU} = G_s G_o G_L \dots\dots\dots (2.26)$$

**2.5 KESTABILAN**

Kestabilan dalam merancang suatu LNA merupakan faktor yang sangat penting karena hal tersebut menentukan apakah suatu sistem tersebut layak digunakan. Di dalam rangkaian *two-port*, osilasi mungkin terjadi apabila koefisien masukan maupun keluaran lebih besar dari satu yang akan mengakibatkan hambatan negatif pada *port*. Ketidakstabilan ditandai dengan : [2]

$|\Gamma_{IN}| > 1$  atau  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ , di mana pada kasus unilateral  $|S_{11}| > 1$  atau  $|S_{22}| > 1$

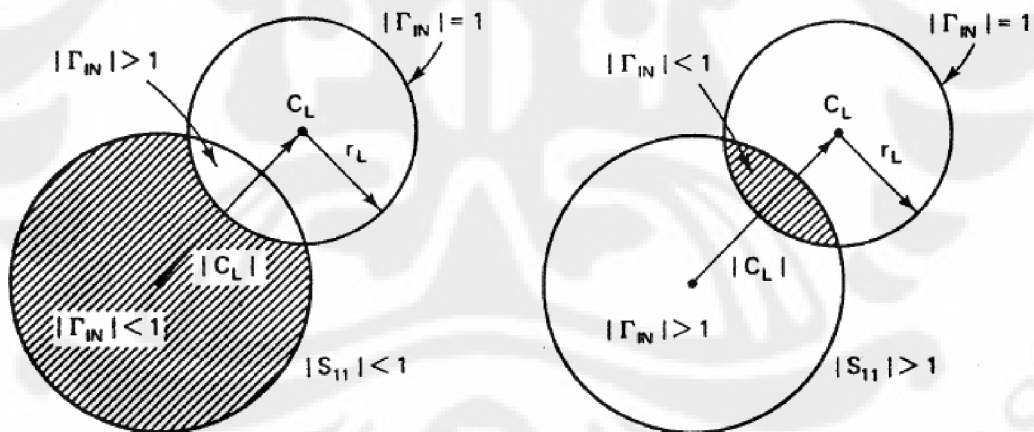
Syarat kestabilan adalah :

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \dots\dots\dots (2.27)$$

dan

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \dots\dots\dots (2.28)$$

Persamaan 2.27 dan 2.28 direpresentasikan dalam *circle* pada Smith chart yang disebut *stability circle*. Gambar 2.7 mengilustrasikan *stability circle* pada beban.



Gambar 2.7 *Stability circle* pada beban. [2]

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

Untuk menentukan kestabilan dapat ditentukan dengan faktor  $K$  yang mempunyai nilai berdasarkan persamaan di bawah ini :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \dots\dots\dots (2.29)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \dots\dots\dots (2.30)$$

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

**2.6 NOISE FIGURE**

Disamping faktor kestabilan dan *gain*, faktor penting lain yang perlu diperhatikan untuk merancang LNA adalah *noise figure*. Persamaan untuk menentukan *noise figure* adalah : [6]

$$F = F_{\min} + \frac{r_n}{g_s} |Y_s - Y_o|^2 \dots\dots\dots (2.31)$$

Di mana :

$F$  = *noise figure*

$F_{\min}$  = *noise figure* minimum

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

$Y_s = g_s + jbs$  (admitansi sumber)

$Y_o = g_o + jbo$  (admitansi sumber)

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

$$Y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \dots\dots\dots (2.32)$$

$$Y_o = \frac{1 - \Gamma_o}{1 + \Gamma_o} \dots\dots\dots (2.33)$$

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

Sehingga persamaan *noise figure* diatas menjadi :

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_o|^2} \dots\dots\dots (2.34)$$



Di mana :

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

## 2.7 RETURN LOSS

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

$$\text{Input return loss} = -S_{11} \text{ (dB)} = -20 \log |S_{11}| \dots\dots\dots (2.35)$$

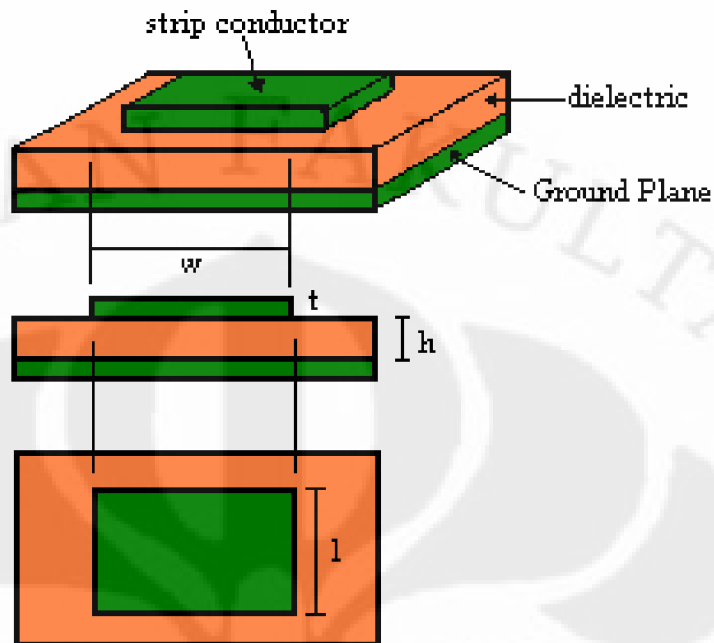
Begitu juga untuk *return loss* pada keluaran (*output*) dapat dihitung dari S-parameter  $S_{22}$ . [1]

$$\text{Output return loss} = -S_{22} \text{ (dB)} = -20 \log |S_{22}| \dots\dots\dots (2.36)$$

## 2.8 MIKROSTRIP

Mikrostrip adalah suatu saluran transmisi yang terdiri dari strip konduktor dan *ground plane* yang antara keduanya dipisahkan oleh dielektrik.

Mikrostrip pada umumnya digunakan untuk membuat LNA karena lebih mudah dalam fabrikasinya dan cocok untuk frekuensi tinggi. Bentuk geometri dari mikrostrip seperti pada Gambar 2.8 berikut ini.



Gambar 2.8 Geometri mikrostrip.

Beberapa dielektrik pada umumnya : Duroid ( $\epsilon = 2,23 \epsilon_0$ ), quartz ( $\epsilon = 3,78 \epsilon_0$ ), alumina ( $\epsilon = 9,7 \epsilon_0$ ), silicon ( $\epsilon = 11,7 \epsilon_0$ ). Konstanta dielektrik relatif ( $\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0$ ), di mana  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F / m}$ .

Lebar mikrostrip W dapat ditentukan melalui persamaan di bawah ini : [2]

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & ; W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & ; W/h > 2 \end{cases} \quad (2.37)$$

di mana :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \dots\dots\dots (2.38)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots\dots (2.39)$$

Panjang mikrostrip l dapat ditentukan melalui persamaan di bawah ini : [2]

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{\epsilon_r}{1 + 0,63(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0,1255}} \right]^{1/2} ; W/h \geq 0,6 \quad \dots\dots\dots (2.40)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{\epsilon_r}{1 + 0,6(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0,0297}} \right]^{1/2} ; W/h < 0,6 \quad \dots\dots\dots (2.41)$$

di mana :  $\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{f} \quad \dots\dots\dots (2.42)$

sehingga panjang mikrostrip l adalah  $l = \frac{\lambda}{4}$  dan atau  $l = \frac{3\lambda}{8}$

### BAB 3

#### METODOLOGI PERANCANGAN LNA

*Noise figure* dan *gain* merupakan hal yang sangat penting dalam perancangan LNA. Oleh karena itu diperlukan suatu metode agar dicapai *gain* yang tinggi dan derau (*noise*) yang serendah-rendahnya. Dengan menggunakan simulasi S-Parameter pada perangkat lunak (*software*) ADS (*Advanced Design System*), optimasi dari LNA untuk mencapai spesifikasi yang disyaratkan dapat diperoleh dengan mudah, cepat, dan lebih akurat.

Spesifikasi :

Frekuensi      2,3 GHz [3]

*Gain*            > 10 dB [7]

*Noise Figure* < 1 dB [7]

*Input dan output return loss* < -10 dB [1]

Faktor kestabilan (K) > 1 [6]

#### 3.1 PEMILIHAN TRANSISTOR

Untuk merancang suatu LNA, tahap pertama adalah memilih transistor sesuai spesifikasi yang disyaratkan. Hal yang harus diperhatikan adalah konsumsi daya yang rendah, *noise figure*, dan *gain*. Pemilihan transistor disini dengan bantuan software ADS di mana terdapat *library* berbagai model transistor yang dapat digunakan untuk merancang LNA. Transistor yang dipilih adalah ATF-34143 dengan DC bias  $V_{DS} = 4 \text{ V}$  dan  $I_{DS} = 60 \text{ mA}$ . Tabel 3.1 menunjukkan *library* transistor ATF-34143 yang terdapat pada ADS.

Tabel 3.1 *Library* ATF-34143 pada ADS.

Tipe model	Library	Sub-library	Nama model
S-parameter (0,1 – 3,0 GHz)	S-parameter Lib.	Agilent	sp_hp_ATF-34143_5_19990129

ATF-34143 merupakan pHEMT (*pseudomorphic High Electron Mobility Transistor*).

### 3.2 PERANCANGAN RANGKAIAN BIAS TRANSISTOR

Pada Bab 2.1, telah dijelaskan tentang bias transistor. Pada bab ini perancangan bias transistor berdasarkan Gambar 2.1. Sebelum merancang rangkaian bias transistor, harus dilakukan pengambilan data spesifikasi elektrik transistor pada *datasheet* ATF-34143 sebagaimana ditunjukkan pada Tabel 3.2.

Tabel 3.2 *Datasheet* spesifikasi elektrik ATF-34143.

#### ATF-34143 Electrical Specifications

$T_A = 25^\circ\text{C}$ , RF parameters measured in a test circuit for a typical device

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ. <sup>[2]</sup>	Max.
$I_{DSS}^{[1]}$	Saturated Drain Current $V_{DS} = 1.5\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	mA	90	118	145
$V_P^{[1]}$	Pinchoff Voltage $V_{DS} = 1.5\text{ V}, I_{DS} = 10\% \text{ of } I_{DSS}$	V	-0.65	-0.5	-0.35
$I_Q$	Quiescent Bias Current $V_{GS} = 0.34\text{ V}, V_{DS} = 4\text{ V}$	mA	—	60	—
$g_m^{[1]}$	Transconductance $V_{DS} = 1.5\text{ V}, g_m = I_{DSS}/V_P$	mmho	180	230	—
$I_{GDO}$	Gate to Drain Leakage Current $V_{GD} = 5\text{ V}$	$\mu\text{A}$	—	—	500
$I_{GSS}$	Gate Leakage Current $V_{GD} = V_{GS} = -4\text{ V}$	$\mu\text{A}$	—	30	300
NF	Noise Figure $f = 2\text{ GHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$	dB	—	0.5	0.8
				$f = 900\text{ MHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	0.4
$G_a$	Associated Gain $f = 2\text{ GHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$	dB	16	17.5	19
				$f = 900\text{ MHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	21.5
OIP3	Output 3 <sup>rd</sup> Order Intercept Point <sup>[3]</sup> +5 dBm $P_{out}/\text{Tone}$ $f = 2\text{ GHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$	dBm	29	31.5	—
				$f = 900\text{ MHz}$ +5 dBm $P_{out}/\text{Tone}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	31
$F_{1dB}$	1 dB Compressed Intercept Point <sup>[3]</sup> $f = 2\text{ GHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 30\text{ mA}$	dBm	—	20	—
				$f = 900\text{ MHz}$ $V_{DS} = 4\text{ V}, I_{DS} = 60\text{ mA}$	18.5

#### Notes:

1. Guaranteed at wafer probe level
2. Typical value determined from a sample size of 450 parts from 9 wafers.
3. Using production test board.

Berdasarkan *datasheet* ATF-34143 (lihat lampiran) :

$$V_{DD} = 9\text{ V}$$

$$V_{DS} = 4\text{ V}$$

$$I_{DS} = 60\text{ mA}$$

$$V_{GS} = 0,34\text{ V}$$

Asumsikan  $I_{BB} = 10$  kali  $I_{GSS}$  maksimum

$$I_{GSS} \text{ maksimum} = 300\ \mu\text{A}$$

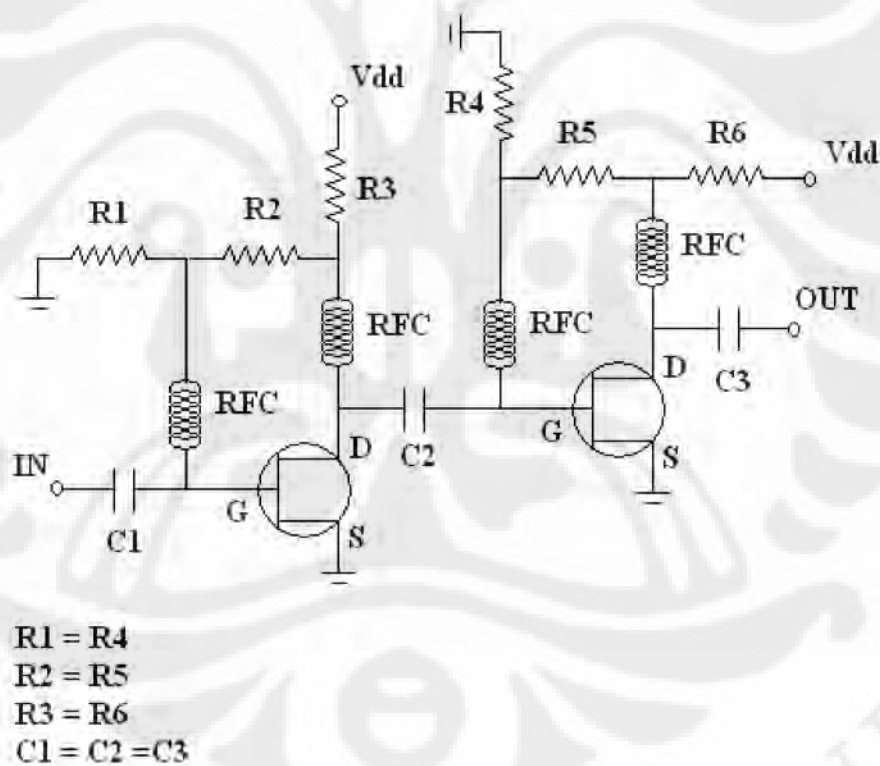
Dengan demikian  $I_{BB} = 10 \times 300\ \mu\text{A} = 3\text{ mA}$

$$R_1 = \frac{V_{GS}}{I_{BB}} = \frac{0,34 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 113,3 \Omega$$

$$R_2 = \frac{(V_{DS} - V_{GS})}{I_{BB}} = \frac{(4 - 0,34) \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 1220 \Omega$$

$$R_3 = \frac{(V_{DD} - V_{DS})}{(I_{DS} + I_{BB})} = \frac{(9 - 4) \text{ V}}{(60 + 3) \text{ mA}} = 79 \Omega$$

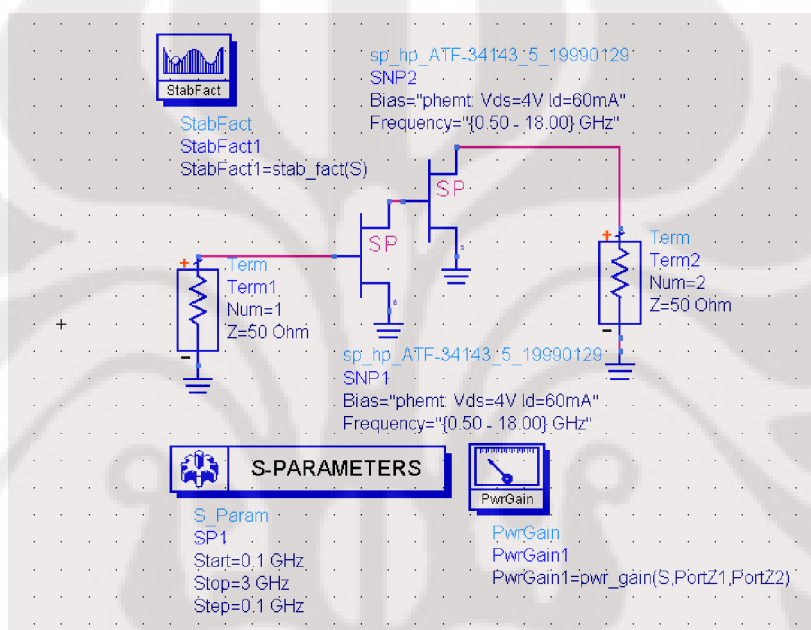
Untuk besarnya kapasitas kapasitor *blocking* mengacu dari panduan perancangan rangkaian bias transistor pada ADS yaitu mempunyai nilai  $1 \mu\text{F}$  sedangkan induktansi dari RFC sebesar  $1 \text{ mH}$ . Bentuk skematik dari rangkaian bias ATF-34143 2 tingkat ditunjukkan pada Gambar 3.1.



Gambar 3.1 Skematik bias ATF-34143 2 tingkat.

### 3.3 PEMERIKSAAN KESTABILAN

Untuk menentukan kestabilan transistor dan parameter-parameter lain yang terkait dengannya, maka dirancanglah rangkaian bias transistor. Gambar 3.2, menunjukkan simulasi ADS untuk bias transistor ATF-34143 yang disusun 2 tingkat berdasarkan Gambar 3.1, karena dengan susunan tersebut, *gain* meningkat, *noise figure* mengecil, dan transistor menjadi lebih stabil dibandingkan menggunakan 1 transistor.



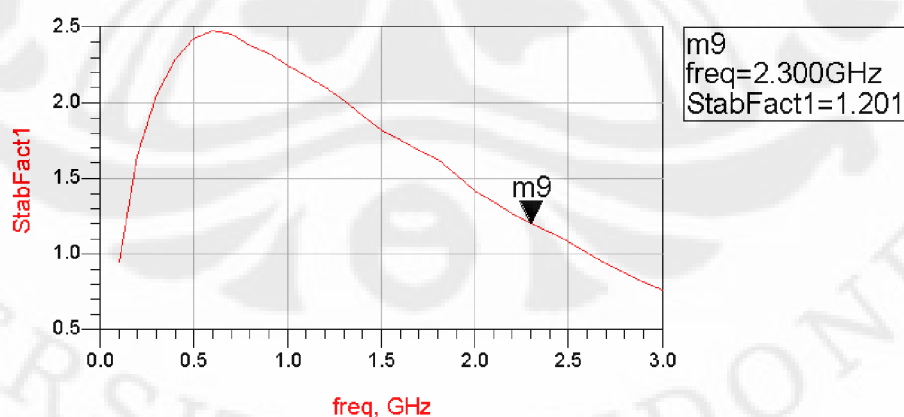
Gambar 3.2 Bias ATF-34143 2 tingkat.

Hasil simulasi dari bias transistor ATF-34143 2 tingkat ditunjukkan oleh Tabel 3.3.

Tabel 3.3 Hasil simulasi bias ATF-34143 2 tingkat

freq	NFmin	nf(2)	Sopt	Rn	PwrGain1	StabFact1
100.0 MHz	0.081	0.654	0.898 / 0.056	8.018	48.942	0.944
200.0 MHz	0.090	0.636	0.882 / 3.828	7.768	47.606	1.648
300.0 MHz	0.098	0.618	0.866 / 7.603	7.519	46.218	2.050
400.0 MHz	0.107	0.603	0.850 / 11.381	7.269	44.937	2.291
500.0 MHz	0.116	0.588	0.833 / 15.162	7.020	43.816	2.424
600.0 MHz	0.125	0.575	0.817 / 18.943	6.770	42.863	2.473
700.0 MHz	0.133	0.563	0.800 / 22.725	6.519	42.068	2.452
800.0 MHz	0.142	0.551	0.784 / 26.504	6.269	41.416	2.373
900.0 MHz	0.151	0.541	0.767 / 30.297	6.018	40.372	2.325
1.000 GHz	0.164	0.553	0.754 / 34.341	6.019	39.408	2.242
1.100 GHz	0.175	0.549	0.738 / 38.166	5.819	38.787	2.178
1.200 GHz	0.186	0.546	0.722 / 41.991	5.619	38.189	2.101
1.300 GHz	0.196	0.543	0.705 / 45.815	5.420	37.609	2.014
1.400 GHz	0.207	0.541	0.689 / 49.638	5.220	37.040	1.919
1.500 GHz	0.218	0.539	0.673 / 53.460	5.021	36.474	1.817
1.600 GHz	0.229	0.552	0.663 / 56.468	5.023	36.070	1.753
1.700 GHz	0.240	0.565	0.653 / 59.474	5.025	35.662	1.688
1.800 GHz	0.251	0.578	0.644 / 62.479	5.027	35.247	1.621
1.900 GHz	0.266	0.580	0.625 / 67.487	4.778	34.736	1.518
2.000 GHz	0.281	0.583	0.606 / 72.494	4.530	34.197	1.415
2.100 GHz	0.295	0.587	0.593 / 76.294	4.332	33.842	1.341
2.200 GHz	0.308	0.592	0.580 / 80.094	4.134	33.469	1.269
2.300 GHz	0.322	0.596	0.567 / 83.897	3.935	33.072	1.201
2.400 GHz	0.336	0.601	0.554 / 87.701	3.736	32.648	1.138
2.500 GHz	0.350	0.605	0.541 / 91.511	3.537	32.192	1.080
2.600 GHz	0.362	0.610	0.532 / 95.512	3.338	31.846	1.005
2.700 GHz	0.373	0.615	0.523 / 99.517	3.138	31.478	0.935
2.800 GHz	0.385	0.619	0.514 / 103.5...	2.938	31.083	0.871
2.900 GHz	0.397	0.623	0.505 / 107.5...	2.737	30.660	0.812

Berdasarkan Tabel 3.3, dapat dilihat bahwa pada frekuensi 2,3 GHz, faktor kestabilan K lebih besar dari 1 yaitu bernilai 1,201. Hal ini berarti transistor dalam kondisi stabil. Representasi grafis dari faktor kestabilan K terhadap frekuensi ditunjukkan pada Gambar 3.3.



Gambar 3.3 Hubungan antara faktor kestabilan K terhadap frekuensi pada bias ATF-34143 2 tingkat.



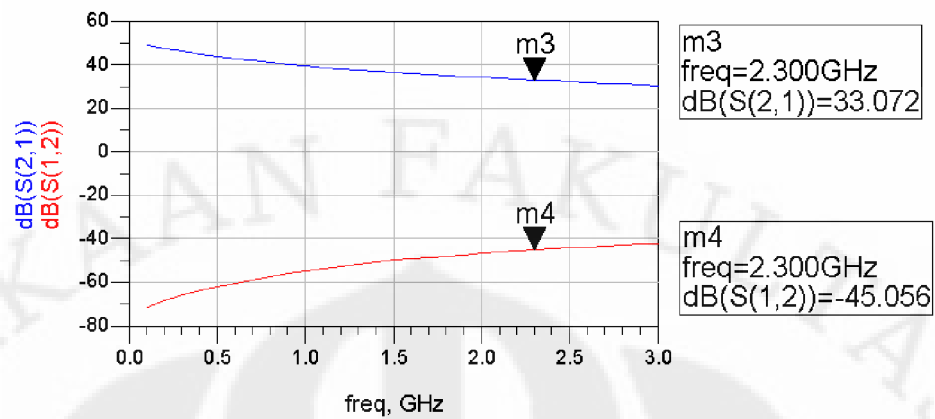
### 3.4 PEMERIKSAAN PARAMETER-PARAMETER LNA

Selain faktor kestabilan, parameter-parameter lain seperti *gain* dan *noise figure* merupakan hal yang sangat penting. *Gain* yang diinginkan harus yang sebesar-besarnya sedangkan untuk *noise figure* harus lebih kecil dari 1. Pada Tabel 3.4, *noise figure* (nf(2)) pada frekuensi 2,3 GHz sebesar 0,596 dB, sedangkan *gain* (PwrGain1) pada frekuensi tersebut sebesar 33,072 dB.

Tabel 3.4 Hasil simulasi untuk *gain* dan *noise figure* pada bias ATF-34143 2 tingkat.

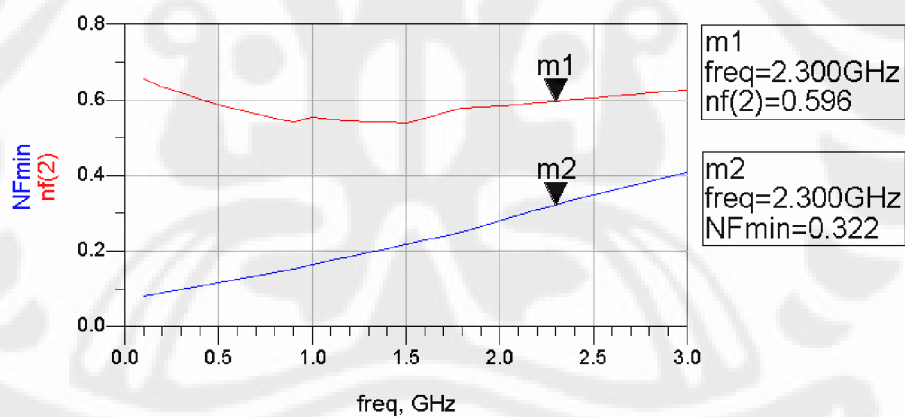
freq	nf(2)	PwrGain1
100.0 MHz	0.654	48.942
200.0 MHz	0.636	47.606
300.0 MHz	0.618	46.218
400.0 MHz	0.603	44.937
500.0 MHz	0.588	43.816
600.0 MHz	0.575	42.863
700.0 MHz	0.563	42.068
800.0 MHz	0.551	41.416
900.0 MHz	0.541	40.372
1.000 GHz	0.553	39.408
1.100 GHz	0.549	38.787
1.200 GHz	0.546	38.189
1.300 GHz	0.543	37.609
1.400 GHz	0.541	37.040
1.500 GHz	0.539	36.474
1.600 GHz	0.552	36.070
1.700 GHz	0.565	35.662
1.800 GHz	0.578	35.247
1.900 GHz	0.580	34.736
2.000 GHz	0.583	34.197
2.100 GHz	0.587	33.842
2.200 GHz	0.592	33.469
2.300 GHz	0.596	33.072
2.400 GHz	0.601	32.648
2.500 GHz	0.605	32.192
2.600 GHz	0.610	31.846
2.700 GHz	0.615	31.478
2.800 GHz	0.619	31.083
2.900 GHz	0.623	30.660

Representasi grafis untuk *gain* dalam bentuk  $S_{21}$ , ditunjukkan pada Gambar 3.4.



Gambar 3.4 Hubungan antara  $S_{21}$  dan  $S_{12}$  terhadap frekuensi pada bias ATF-34143 2 tingkat.

Sedangkan representasi grafis untuk *noise figure* ( $nf(2)$ ), ditunjukkan pada Gambar 3.5.



Gambar 3.5 Hubungan antara *noise figure* dan *noise figure minimum* terhadap frekuensi pada bias ATF-34143 2 tingkat.

### 3.5 PERANCANGAN RANGKAIAN PENYESUAI IMPEDANSI

#### (IMPEDANCE MATCHING)

Untuk dapat merancang rangkaian penyesuai impedansi pada LNA, diperlukan nilai-nilai S-parameter. Nilai-nilai S-parameter ini diperoleh dari hasil simulasi bias ATF-34143 2 tingkat pada ADS. Hasil dari simulasi tersebut ditunjukkan pada Tabel 3.5.

Tabel 3.5 Hasil simulasi S-parameter ATF-34143 2 tingkat.

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
100.0 MHz	0.948 / -24.836	2.723E-4 / 156.778	279.962 / -25.889	0.928 / -22.170
200.0 MHz	0.847 / -33.475	3.949E-4 / 143.601	240.060 / -42.399	0.285 / -31.475
300.0 MHz	0.767 / -40.950	5.181E-4 / 133.716	204.596 / -55.617	0.251 / -39.017
400.0 MHz	0.705 / -46.370	6.460E-4 / 126.181	176.534 / -66.486	0.223 / -45.704
500.0 MHz	0.655 / -52.001	7.843E-4 / 120.162	155.163 / -75.838	0.200 / -52.001
600.0 MHz	0.613 / -57.371	9.387E-4 / 115.061	139.037 / -84.272	0.180 / -58.038
700.0 MHz	0.575 / -62.425	0.001 / 110.469	126.875 / -92.198	0.162 / -63.758
800.0 MHz	0.540 / -67.006	0.001 / 106.093	117.702 / -99.907	0.146 / -69.006
900.0 MHz	0.519 / -71.602	0.002 / 100.958	104.379 / -108.042	0.140 / -73.102
1.000 GHz	0.506 / -75.941	0.002 / 95.884	93.412 / -116.116	0.137 / -76.941
1.100 GHz	0.500 / -78.432	0.002 / 93.378	86.969 / -122.222	0.135 / -79.832
1.200 GHz	0.499 / -80.879	0.002 / 90.769	81.184 / -128.431	0.135 / -82.679
1.300 GHz	0.500 / -83.334	0.003 / 88.018	75.937 / -134.782	0.135 / -85.534
1.400 GHz	0.506 / -85.878	0.003 / 85.083	71.119 / -141.317	0.136 / -88.478
1.500 GHz	0.517 / -88.608	0.003 / 81.926	66.636 / -148.074	0.139 / -91.608
1.600 GHz	0.527 / -90.583	0.003 / 79.311	63.607 / -152.689	0.144 / -93.583
1.700 GHz	0.539 / -92.753	0.004 / 76.598	60.686 / -157.402	0.149 / -95.753
1.800 GHz	0.553 / -95.137	0.004 / 73.777	57.854 / -162.223	0.155 / -98.137
1.900 GHz	0.578 / -99.181	0.004 / 70.186	54.552 / -169.814	0.160 / -102.181
2.000 GHz	0.605 / -103.727	0.005 / 66.284	51.268 / -177.716	0.166 / -106.727
2.100 GHz	0.625 / -106.910	0.005 / 63.415	49.218 / 176.615	0.171 / -110.110
2.200 GHz	0.646 / -110.357	0.005 / 60.403	47.146 / 170.803	0.177 / -113.757
2.300 GHz	0.667 / -114.071	0.006 / 57.252	45.040 / 164.852	0.183 / -117.671
2.400 GHz	0.687 / -118.046	0.006 / 53.966	42.893 / 158.766	0.189 / -121.846
2.500 GHz	0.708 / -122.275	0.006 / 50.556	40.699 / 152.556	0.195 / -126.275
2.600 GHz	0.730 / -126.265	0.007 / 47.207	39.112 / 146.807	0.202 / -130.065
2.700 GHz	0.752 / -130.448	0.007 / 43.763	37.487 / 140.963	0.209 / -134.048
2.800 GHz	0.773 / -134.811	0.007 / 40.233	35.822 / 135.033	0.217 / -138.211
2.900 GHz	0.792 / -139.337	0.007 / 36.629	34.118 / 129.029	0.223 / -142.537
3.000 GHz	0.810 / -144.007	0.008 / 32.964	32.379 / 122.964	0.230 / -147.007

Pada frekuensi 2,3 GHz :

$$S_{11} = 0,667 \angle -114,071^{\circ}$$

$$S_{12} = 0,006 \angle 57,252^{\circ}$$

$$S_{21} = 45,040 \angle 164,852^{\circ}$$

$$S_{22} = 0,183 \angle -117,671^{\circ}$$

$$\Gamma_{OPT} = 0,567 \angle 83,897^{\circ} \text{ (Tabel 3.3 dengan nama } S_{opt}\text{)}$$

Rangkaian penyesuai (*matching network*) terdiri dari masukan (sumber) dan keluaran (beban) (Gambar 2.3) yang dirancang dengan impedansi karakteristik yang berbeda.

Langkah pertama yaitu menentukan nilai admitansi sumber  $Y_S$  dan admitansi beban  $Y_L$ . Besarnya nilai  $Y_S$  dan  $Y_L$  bergantung pada koefisien refleksi sumber  $\Gamma_S$  dan koefisien refleksi beban  $\Gamma_L$ . Pada LNA, nilai  $Y_S$  bergantung pada nilai  $\Gamma_S = \Gamma_{OPT}$ .

Sehingga  $\Gamma_S = \Gamma_{OPT} = 0,567 \angle 83,897^\circ$ .

Berdasarkan persamaan 2.11

$$Y_S = \frac{1}{50} \left( \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \right) = \frac{1}{50} \left( \frac{1 - \Gamma_{OPT}}{1 + \Gamma_{OPT}} \right) \\ = \frac{1}{50} \left( \frac{1 - 0,567 \angle 83,897^\circ}{1 + 0,567 \angle 83,897^\circ} \right)$$

dalam bentuk bilangan kompleks

$$Y_S = 0,0094 - j0,0156 \text{ S}$$

Penentuan nilai admitansi beban  $Y_L$  sama halnya dengan persamaan 2.11, namun nilai dari koefisien refleksi beban  $\Gamma_L$  ditentukan oleh persamaan 2.15.

$$\Gamma_L = \left( S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{OPT}}{1 - S_{11} \Gamma_{OPT}} \right) \\ = \left( 0,183 \angle -117,671^\circ + \frac{(0,006 \angle 57,252^\circ)(45,040 \angle 164,852^\circ)(0,567 \angle 83,897^\circ)}{1 - (0,667 \angle -114,071^\circ)(0,567 \angle 83,897^\circ)} \right)^* \\ = 0,3678 \angle 91,46^\circ$$

$$Y_L = \frac{1}{50} \left( \frac{1 - \Gamma_L}{1 + \Gamma_L} \right) = \frac{1}{50} \left( \frac{1 - 0,3678 \angle 91,46^\circ}{1 + 0,3678 \angle 91,46^\circ} \right)$$

dalam bentuk bilangan kompleks

$$Y_L = 0,0155 - j0,0132 \text{ S}$$

Langkah berikutnya menentukan rangkaian penyesuai masukan.

$$Y_S = 0,0094 - j0,0156 \text{ S}$$

Berdasarkan persamaan 2.10

$$Z_0 = \sqrt{50 \left( \frac{1}{(\text{Re})Y_s} \right)}$$

Untuk  $\lambda/4$ ,

$$= \sqrt{50 \left( \frac{1}{0,0094} \right)}$$

$$Z_0 = 72,93 \, \Omega$$

Berdasarkan persamaan 2.12

$$Z_0 = \frac{1}{(\text{Im})Y_s}$$

Untuk  $3/8 \lambda$ ,

$$= \frac{1}{0,0156}$$

$$Z_0 = 64,1026 \, \Omega$$

Langkah terakhir menentukan rangkaian penyesuai keluaran. Penentuan nilai impedansi karakteristik untuk rangkaian penyesuai keluaran sama halnya dengan rangkaian penyesuai masukan.

$$Y_L = 0,0155 - j0,0132 \, \text{S}$$

$$Z_0 = \sqrt{50 \left( \frac{1}{(\text{Re})Y_L} \right)}$$

Untuk  $\lambda/4$ ,

$$= \sqrt{50 \left( \frac{1}{0,0155} \right)}$$

$$Z_0 = 56,796 \, \Omega$$

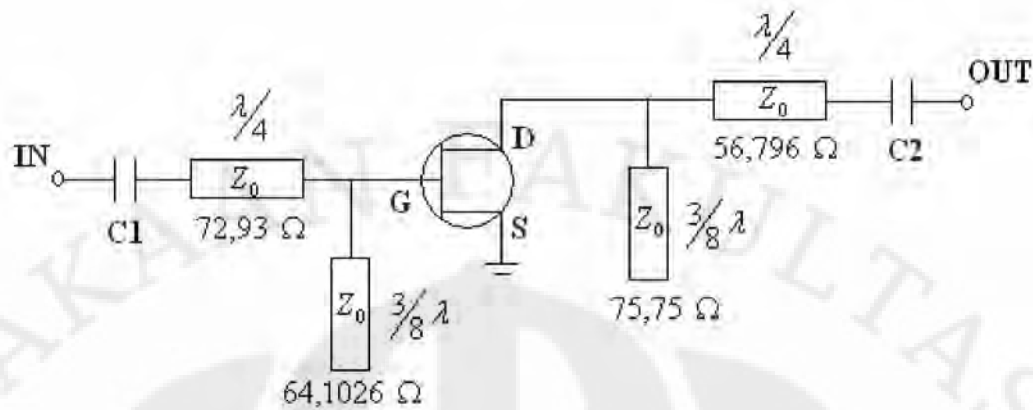
$$Z_0 = \frac{1}{(\text{Im})Y_L}$$

Untuk  $3/8 \lambda$ ,

$$= \frac{1}{0,0132}$$

$$Z_0 = 75,75 \, \Omega$$

Bentuk skematik sementara LNA berdasarkan impedansi karakteristik yang berbeda, ditunjukkan oleh Gambar 3.6.



Gambar 3.6 Skematik LNA dengan impedansi karakteristik yang berbeda.

Impedansi karakteristik pada rangkaian penyesuai masukan dan keluaran digunakan untuk menentukan panjang  $l$  dan lebar  $W$  pada mikrostrip. Bahan mikrostrip yang digunakan adalah duroid ( $\epsilon_r = 2,23$ ,  $h = 0,7874$  mm). Konversi nilai  $Z_0$  menjadi panjang  $l$  dan lebar  $W$  dilakukan secara manual dengan perhitungan matematis sesuai Bab 2.8, sehingga diperoleh besaran mikrostrip sebagai berikut :

**1) Untuk rangkaian masukan saluran  $\lambda/4$**

$$Z_0 = 72,93 \Omega$$

**Mencari  $W_1$  :**

Berdasarkan persamaan 2.39

$$B = \frac{377 \times 3,14}{2 \times 72,93 \times \sqrt{2,23}} = 5,4348$$

Berdasarkan persamaan 2.37

$$\frac{W_1}{h} = \frac{2}{3,14} \left[ 5,4348 - 1 - \ln(2 \times 5,4348 - 1) + \frac{2,23 - 1}{2 \times 2,23} \left\{ \ln(5,4348 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{2,23} \right\} \right]$$

$$\frac{W_1}{h} = 1,64847222$$

$$W_1 = 1,298 \text{ mm}$$

**Mencari  $l_1$  :**

Berdasarkan persamaan 2.42, pada frekuensi 2,3 GHz

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2,3 \text{ GHz}} = 130,4 \text{ mm}$$

Berdasarkan persamaan 2.40

$$\lambda = \frac{130,4 \text{ mm}}{\sqrt{2,23}} \left[ \frac{2,23}{1 + 0,63(2,23 - 1)(1,64847222)^{0,1255}} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\lambda = 96,57956827 \text{ mm}$$

$$l_1 = \lambda/4 = 24,14489207 \text{ mm}$$

**2) Untuk rangkaian masukan saluran  $3\lambda/8$** 

$$Z_0 = 64,1026 \Omega$$

**Mencari  $W_2$  :**

(Persamaan yang digunakan sama seperti cara sebelumnya)

$$B = \frac{377 \times 3,14}{2 \times 64,1026 \times \sqrt{2,23}} = 6,183$$

$$\frac{W_2}{h} = \frac{2}{3,14} \left[ 6,183 - 1 - \ln(2 \times 6,183 - 1) + \frac{2,23 - 1}{2 \times 2,23} \left\{ \ln(6,183 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{2,23} \right\} \right]$$

$$\frac{W_2}{h} = 2,062479639$$

$$W_2 = 1,623996468 \text{ mm}$$

**Mencari  $l_2$  :**

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2,3 \text{ GHz}} = 130,4 \text{ mm}$$

$$\lambda = \frac{130,4 \text{ mm}}{\sqrt{2,23}} \left[ \frac{2,23}{1 + 0,63(2,23 - 1)(2,062479639)^{0,1255}} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\lambda = 95,90802928 \text{ mm}$$

$$l_2 = 3\lambda/8 = 35,96551098 \text{ mm}$$

**3) Untuk rangkaian keluaran saluran  $3\lambda/8$**

$$Z_0 = 75,75 \Omega$$

**Mencari  $W_3$  :**

$$B = \frac{377 \times 3,14}{2 \times 75,75 \times \sqrt{2,23}} = 5,23246$$

$$\frac{W_3}{h} = \frac{2}{3,14} \left[ 5,23246 - 1 - \ln(2 \times 5,23246 - 1) + \frac{2,23 - 1}{2 \times 2,23} \left\{ \ln(5,23246 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{2,23} \right\} \right]$$

$$\frac{W_3}{h} = 1,53803$$

$$W_3 = 1,211045376 \text{ mm}$$

**Mencari  $l_3$  :**

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2,3 \text{ GHz}} = 130,4 \text{ mm}$$

$$\lambda = \frac{130,4 \text{ mm}}{\sqrt{2,23}} \left[ \frac{2,23}{1 + 0,63(2,23 - 1)(1,53803)^{0,1255}} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\lambda = 96,71391538 \text{ mm}$$

$$l_3 = \frac{3\lambda}{8} = 36,26771827 \text{ mm}$$

**4) Untuk rangkaian keluaran saluran  $\lambda/4$**

$$Z_0 = 56,796 \Omega$$

**Mencari  $W_4$  :**

$$B = \frac{377 \times 3,14}{2 \times 56,796 \times \sqrt{2,23}} = 6,97864$$

$$\frac{W_4}{h} = \frac{2}{3,14} \left[ 6,97864 - 1 - \ln(2 \times 6,97864 - 1) + \frac{2,23 - 1}{2 \times 2,23} \left\{ \ln(6,97864 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{2,23} \right\} \right]$$

$$\frac{W_4}{h} = 2,510838132$$

$$W_4 = 1,977033945 \text{ mm}$$

**Mencari  $l_4$  :**

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2,3 \text{ GHz}} = 130,4 \text{ mm}$$

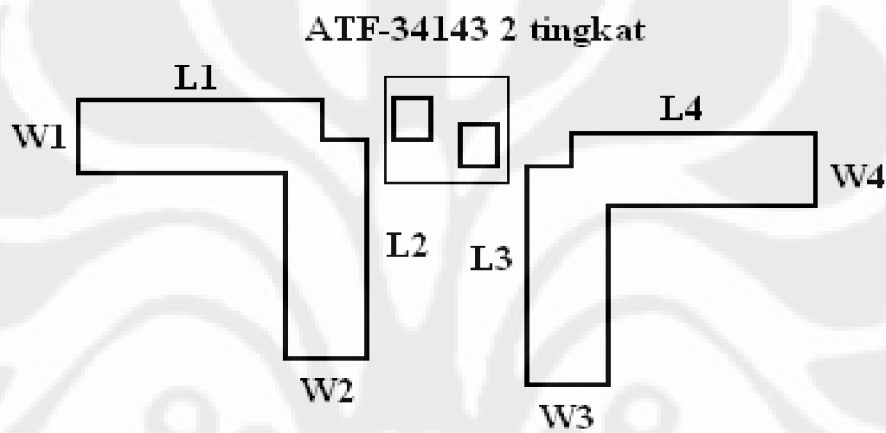


$$\lambda = \frac{130,4 \text{ mm}}{\sqrt{2,23}} \left[ \frac{2,23}{1 + 0,63(2,23 - 1)(2,510838132)^{0,1255}} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\lambda = 119,4048775 \text{ mm}$$

$$l_4 = \lambda/4 = 29,85121938 \text{ mm}$$

Bentuk rangkaian mikrostrip LNA berdasarkan impedansi karakteristik yang berbeda, ditunjukkan pada gambar 3.7



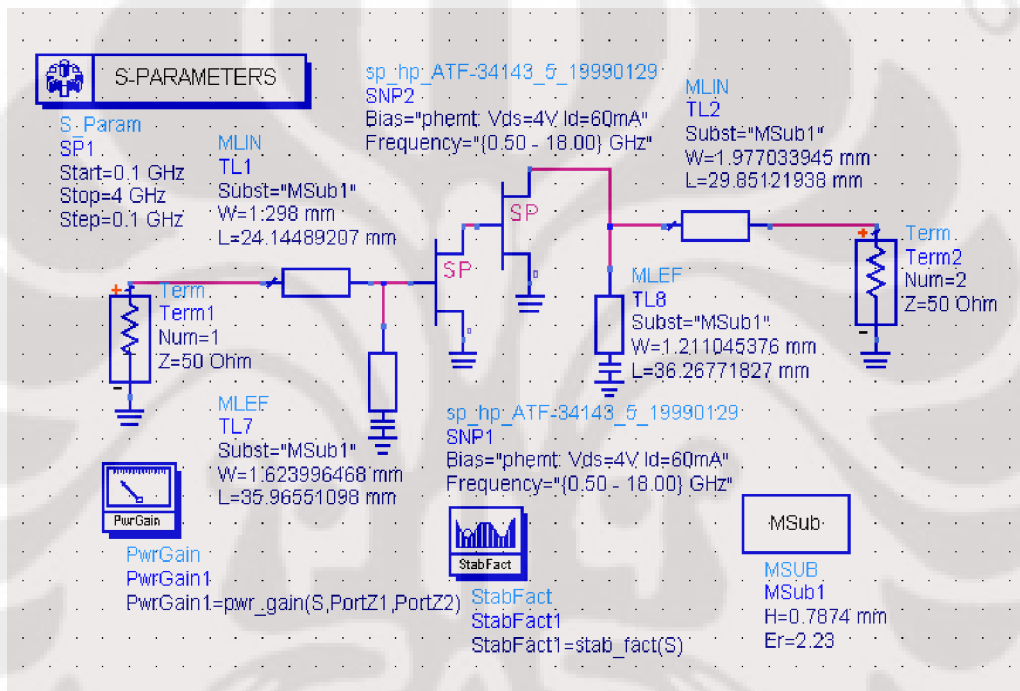
Gambar 3.7 Rangkaian mikrostrip LNA

## BAB 4

### SIMULASI DAN DISAIN LNA

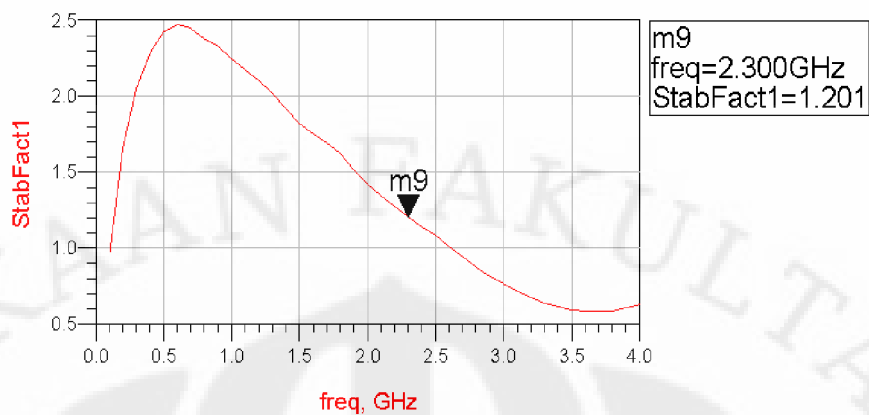
#### 4.1 SIMULASI RANGKAIAN LNA

Pada bab ini, akan dilakukan proses simulasi menggunakan *software* ADS dan hasilnya akan digunakan untuk mendisain LNA. Rancangan simulasi LNA pada ADS dapat dilihat pada Gambar 4.1.



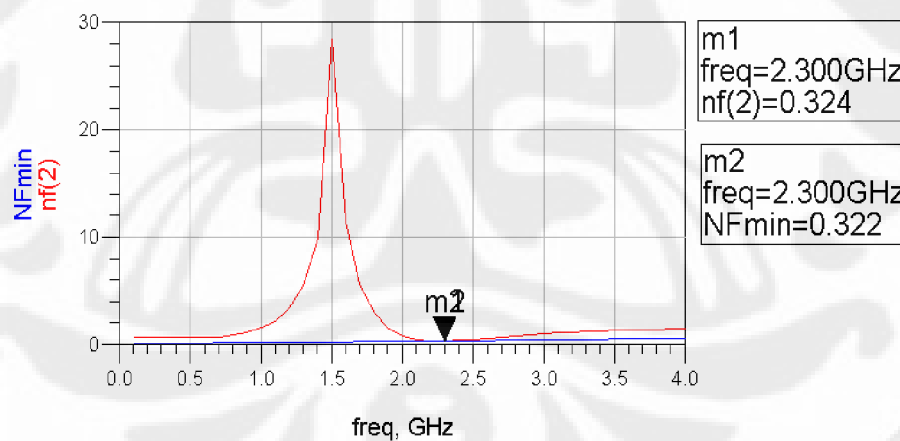
Gambar 4.1 Hasil akhir rancangan LNA.

Setelah dilakukan simulasi LNA pada Gambar 4.1, pemasangan rangkaian penyesuai impedansi tidak mempengaruhi besarnya faktor kestabilan K (Gambar 4.2). Nilai K tetap yaitu 1,201. Karena nilai K lebih besar dari 1 maka LNA dalam kondisi stabil sesuai dengan yang diharapkan.

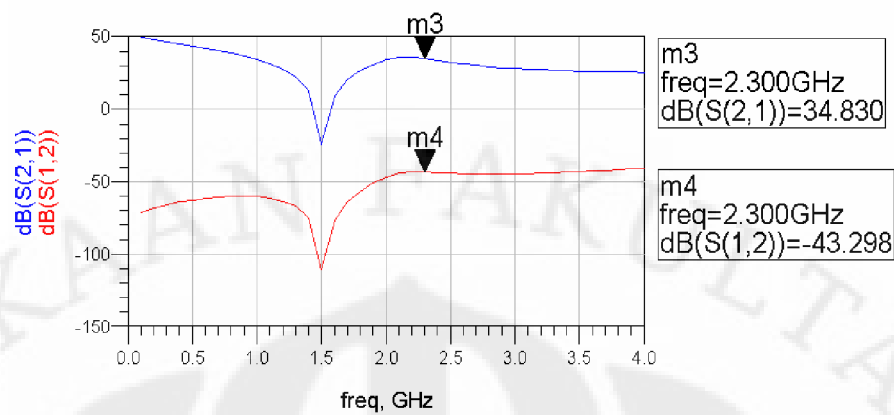


Gambar 4.2 Hubungan antara faktor kestabilan K terhadap frekuensi pada LNA.

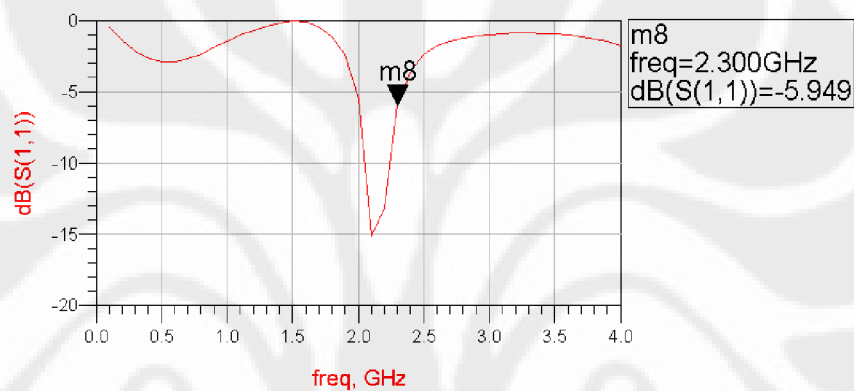
Begitu juga pada *noise figure*, nilainya kurang dari 1 (Gambar 4.3) dan untuk parameter-parameter lainnya seperti *gain* yang meningkat (Gambar 4.4) serta *output return loss* yang bernilai di bawah -10 dB, namun sebaliknya pada *input return loss* tidak sesuai yang diharapkan yaitu mempunyai nilai di atas -10 dB (Gambar 4.5). Nilai *input return loss* maupun *output return loss* yang baik harus kurang dari -10 dB.



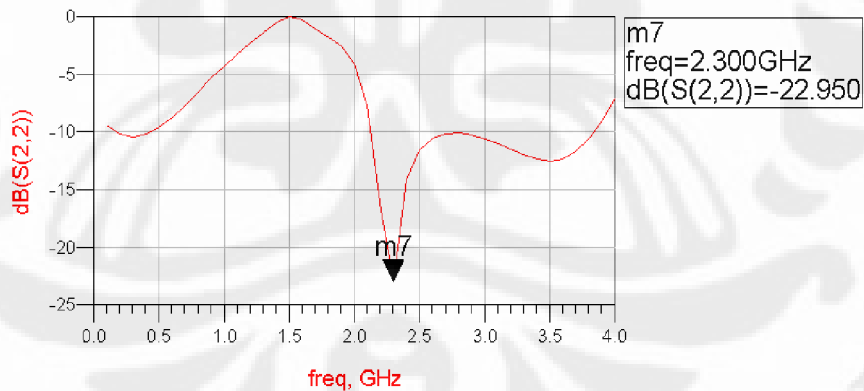
Gambar 4.3 Hubungan antara *noise figure* dan *noise figure minimum* terhadap frekuensi pada LNA.



Gambar 4.4 Hubungan antara  $S_{21}$  (gain) dan  $S_{12}$  (refleksi) terhadap frekuensi pada LNA.



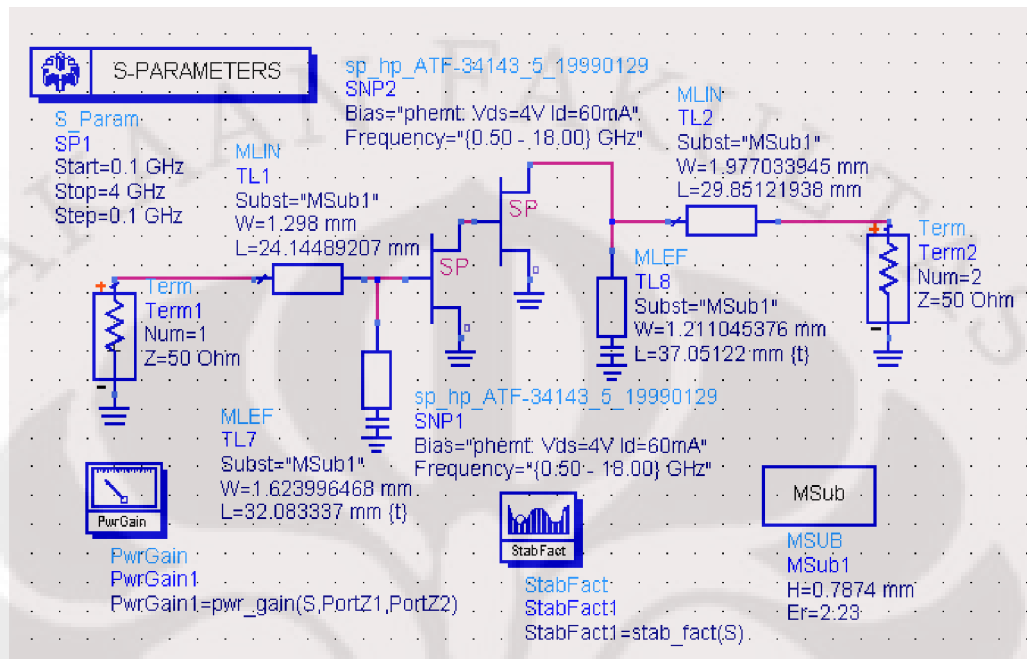
Gambar 4.5 Hubungan antara *input return loss* ( $S_{11}$ ) terhadap frekuensi pada LNA.



Gambar 4.6 Hubungan antara *output return loss* ( $S_{22}$ ) terhadap frekuensi pada LNA.

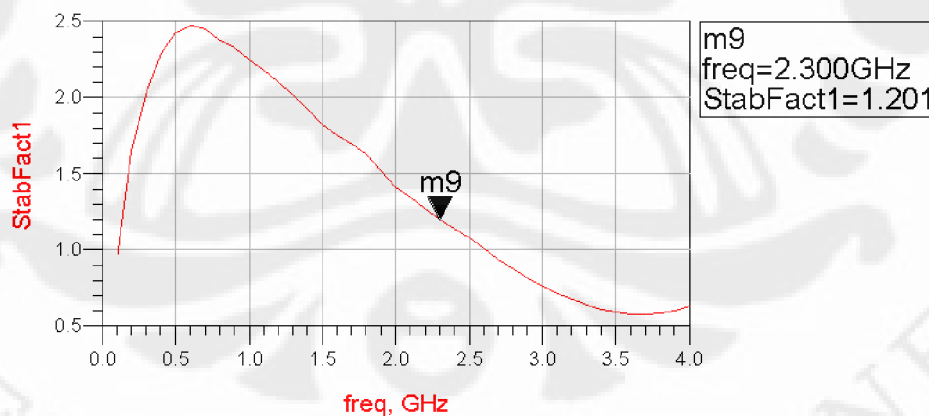
Namun begitu, perbaikan untuk kondisi di atas dapat diatasi dengan cara optimasi rangkaian penyesuai impedansi masukan dan keluaran dengan bantuan *software ADS* melalui *tuning circuit*. Sehingga optimasi seluruhnya dilakukan

dengan ADS. Hasil akhir LNA setelah dilakukan *tuning*, ditunjukkan pada Gambar 4.7.



Gambar 4.7 Hasil akhir rancangan LNA setelah *tuning*.

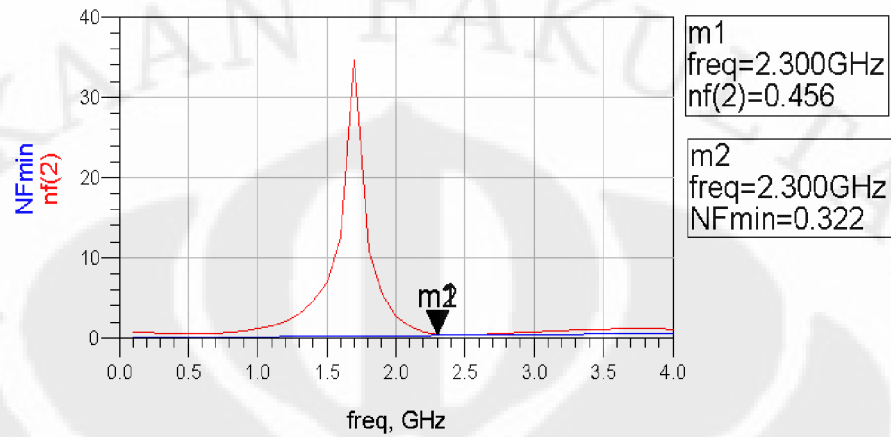
Setelah dilakukan *tuning* rangkaian penyesuai impedansi masukan dan keluaran pada LNA, besarnya faktor kestabilan K tetap (Gambar 4.8).



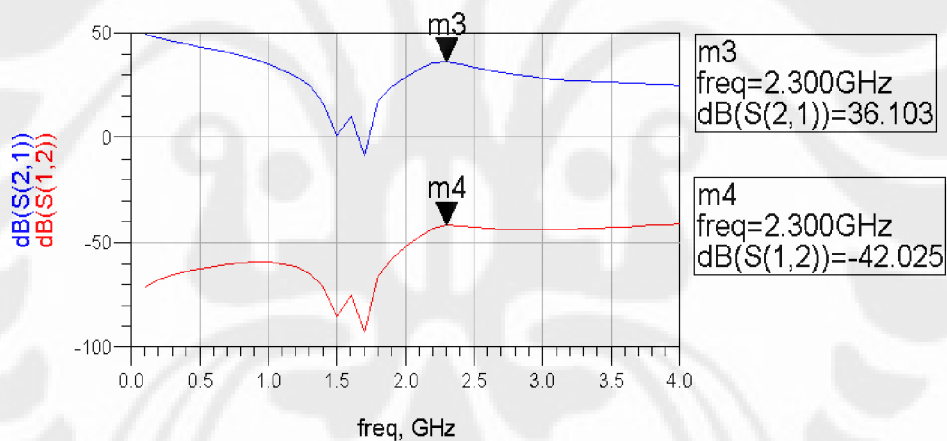
Gambar 4.8 Hubungan antara faktor kestabilan K terhadap frekuensi pada LNA setelah *tuning*.

Namun untuk parameter-parameter lain seperti *noise figure* nilainya membesar tetapi masih memenuhi syarat spesifikasi di bawah 1 dB (Gambar 4.9) serta *gain*

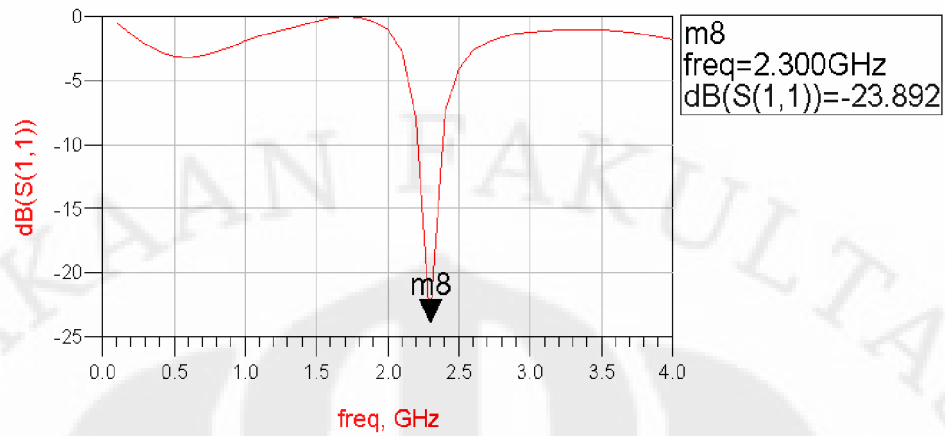
yang meningkat (Gambar 4.10), serta *input* dan *output return loss* yang nilainya kurang dari - 10 dB (Gambar 4.11 dan Gambar 4.12).



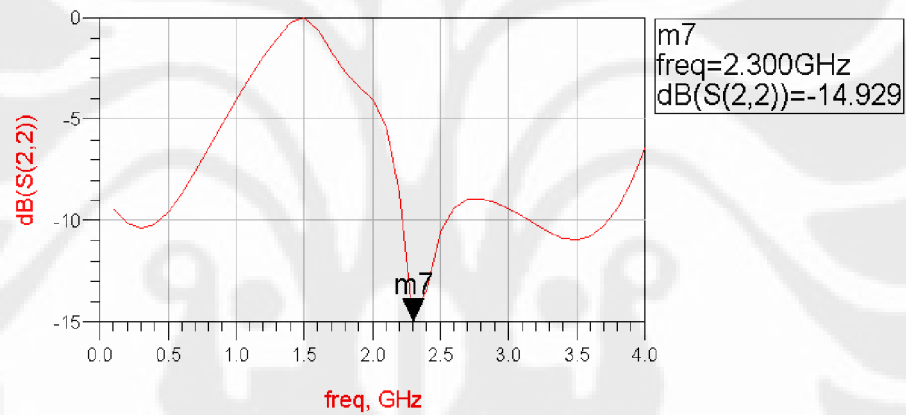
Gambar 4.9 Hubungan antara *noise figure* dan *noise figure minimum* terhadap frekuensi pada LNA setelah *tuning*.



Gambar 4.10 Hubungan antara  $S_{21}$  (*gain*) dan  $S_{12}$  (*refleksi*) terhadap frekuensi pada LNA setelah *tuning*.

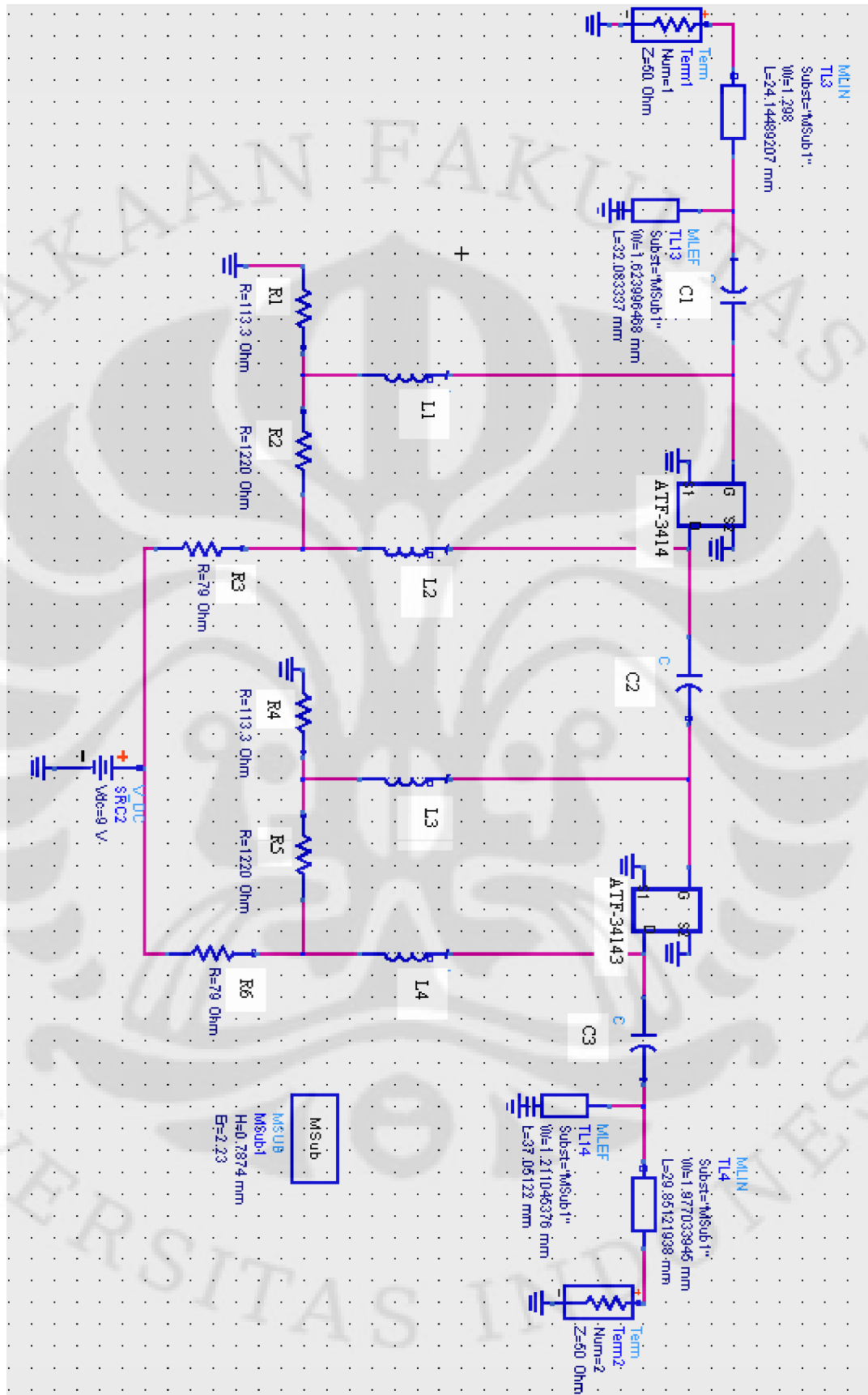


Gambar 4.11 Hubungan antara *input return loss* ( $S_{11}$ ) terhadap frekuensi pada LNA setelah *tuning*.



Gambar 4.12 Hubungan antara *output return loss* ( $S_{22}$ ) terhadap frekuensi pada LNA setelah *tuning*.

Skematik akhir LNA setelah dilakukan *tuning*, ditunjukkan pada Gambar 4.13.

Gambar 4.13 Skematik akhir LNA setelah *tuning*.

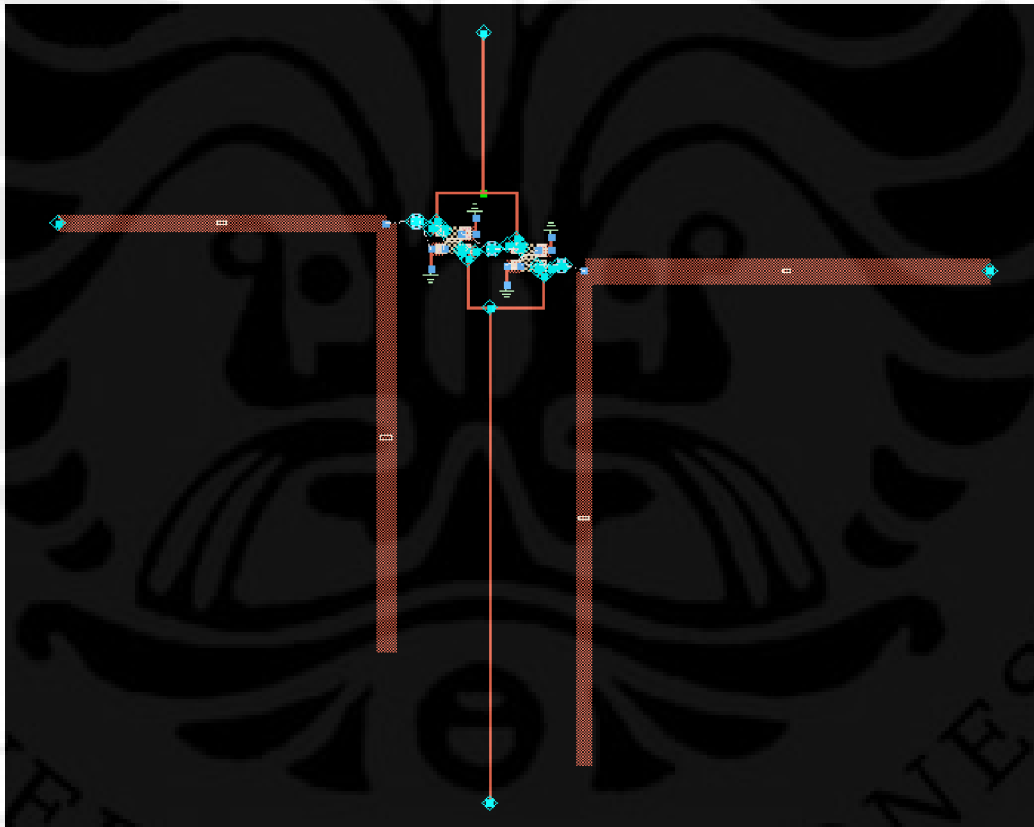


Tabel 4.1 Daftar komponen LNA.

KOMPONEN	NILAI
R1, R4	113,3 $\Omega$
R2, R5	1220 $\Omega$
R3, R6	79 $\Omega$
L1, L2, L3, L4	1 mH
C1, C2, C3	1 $\mu$ F

#### 4.2 PERANCANGAN *LAYOUT*

Proses pembuatan *layout* LNA dilakukan dengan konversi dari skematik ke *layout* melalui proses konversi ADS. Hasil dari *layout* LNA ditunjukkan pada Gambar 4.14. Sedangkan *layout* untuk difabrikasi ditunjukkan pada Gambar 4.15.

Gambar 4.14 *Layout* LNA.



Gambar 4.15 *Layout* LNA untuk fabrikasi.

## BAB 5

### KESIMPULAN

1. Pemilihan transistor ATF-34143 berdasarkan pada performansi *noise* yang rendah dan *gain* yang tinggi.
2. Penyusunan ATF-34143 menjadi 2 tingkat menyebabkan *gain* meningkat, *noise figure* mengecil dan transistor menjadi lebih stabil.
3. Penyusunan rangkaian penyesuai impedansi tidak mempengaruhi faktor kestabilan, namun mempengaruhi *noise figure*, *gain* dan *return loss*.
4. Perlakuan *tuning* menggunakan software ADS pada *input* dan *output open-circuited stub* LNA mempengaruhi *noise figure*, *gain*, dan *return loss*.
5. Hasil dari *tuning input* dan *output open-circuited stub* LNA yaitu *noise figure* sebesar 0,456 dB, *gain* sebesar 36,103 dB, serta *input* dan *output return loss* sebesar - 23,892 dB dan - 14,929 dB.

**DAFTAR REFERENSI**

- [1] Dharmpatre, Sujit B., "DESIGN & DEVELOPMENT OF LNA (LOW NOISE AMPLIFIER) FOR GMRT RADIO TELESCOPE", Thesis Master of Technology (Electronics and Telecommunication Engineering), Govt. College of Engineering, 2006.
- [2] Gonzales, G., "Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design", Prentice-Hall, 1984.
- [3] He, J., Yang, J.S., Kim Y., Kim, A.S., "System-Level Time-Domain Behavioral Modelling for A Mobile WiMAX Transceiver", HIDS Lab, Telecommunication R & D Center, Samsung Electronics.
- [4] Indrian, W. "ANALISIS QOS WiMAX IEEE 802.16e UNTUK LAYANAN VIDEO STREAMING", Learning Center IT Telkom, 2008.
- [5] Liao, Samuel Y., "Microwave Devices and Circuits, Prentice-Hall.
- [6] Pozar, David M., "Microwave Engineering", John Wiley & Sons Inc., New York.
- [7] Practical Noise-Figure Measurement and Analysis for Low-Noise Amplifier Designs, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-1916E.pdf>
- [8] Presentation of Design Techniques for First Pass RF Board Design, Agilent EEsof EDA.
- [9] Ramana, V., Aitha, Imam, M.K., "Low Noise Amplifier for Radio Telescope at 1.42 GHz", Master's Thesis in Electrical Engineering, School of Information Science, Computer, and Electrical Engineering Halmstad University, Sweden, May 2007.
- [10] RF, RFIC & Microwave Theory, Design., [www.rfic.co.uk](http://www.rfic.co.uk)
- [11] Varma, H., Kunder, N., Daruwalla K., "Low Noise Amplifier Design Project", ELE 791 Microwave Transistor Amplifier.

## LAMPIRAN



## Low Noise Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package

### Technical Data

ATF-34143

#### Features

- Low Noise Figure
- Excellent Uniformity in Product Specifications
- Low Cost Surface Mount Small Plastic Package SOT-343 (4 lead SC-70)
- Tape-and-Reel Packaging Option Available

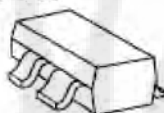
#### Specifications

- 1.9 GHz; 4V, 60 mA (Typ.)
- 0.5 dB Noise Figure
- 17.5 dB Associated Gain
- 20 dBm Output Power at 1 dB Gain Compression
- 31.5 dBm Output 3<sup>rd</sup> Order Intercept

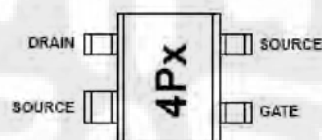
#### Applications

- Low Noise Amplifier for Cellular/PCS Base Stations
- LNA for WLAN, WLL/RLL, LEO, and MMDS Applications
- General Purpose Discrete PHEMT for Other Ultra Low Noise Applications

#### Surface Mount Package SOT-343



#### Pin Connections and Package Marking



Note: Top View. Package marking provides orientation and identification.  
 "4P" - Device code  
 "x" - Date code character. A new character is assigned for each month, year.

#### Description

Agilent's ATF-34143 is a high dynamic range, low noise, PHEMT housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package.

Based on its featured performance, ATF-34143 is suitable for applications in cellular and PCS base stations, LEO systems, MMDS, and other systems requiring super low noise figure with good intercept in the 450 MHz to 10 GHz frequency range.

**ATF-34143 Absolute Maximum Ratings<sup>(1)</sup>**

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
$V_{DS}$	Drain - Source Voltage <sup>(2)</sup>	V	5.5
$V_{GS}$	Gate - Source Voltage <sup>(2)</sup>	V	-5
$V_{GD}$	Gate Drain Voltage <sup>(2)</sup>	V	-5
$I_D$	Drain Current <sup>(2)</sup>	mA	$I_{DSS}$ <sup>(3)</sup>
$P_{diss}$	Total Power Dissipation <sup>(4)</sup>	mW	725
$P_{in,max}$	RF Input Power	dBm	17
$T_{CH}$	Channel Temperature	°C	160
$T_{STG}$	Storage Temperature	°C	-65 to 160
$\theta_{JC}$	Thermal Resistance <sup>(5)</sup>	°C/W	165

**Notes:**

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Assumes DC quiescent conditions.
3.  $V_{GS} = 0$  volts.
4. Source lead temperature is 25°C. Derate 6 mW/°C for  $T_L > 40^\circ\text{C}$ .
5. Thermal resistance measured using 150°C Liquid Crystal Measurement method.
6. Under large signal conditions,  $V_{GS}$  may swing positive and the drain current may exceed  $I_{DSS}$ . These conditions are acceptable as long as the maximum  $P_{diss}$  and  $P_{in,max}$  ratings are not exceeded.

**Product Consistency Distribution Charts<sup>(7)</sup>**

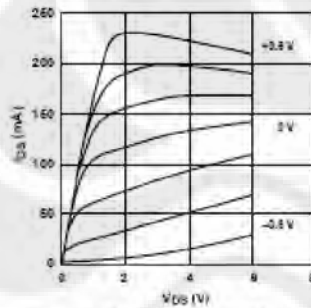


Figure 1. Typical/Pulsed I-V Curves<sup>(6)</sup>. ( $V_{GS} = 0.2\text{V}$  per step)

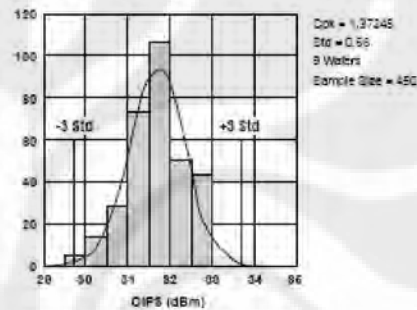


Figure 2. OIP3 @ 2 GHz, 4 V, 60 mA. LSL=29.0, Nominal=31.8, USL=35.0

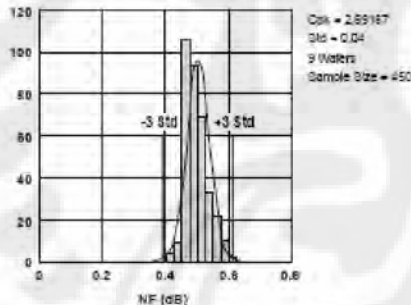


Figure 3. NF @ 2 GHz, 4 V, 60 mA. LSL=0.1, Nominal=0.47, USL=0.8

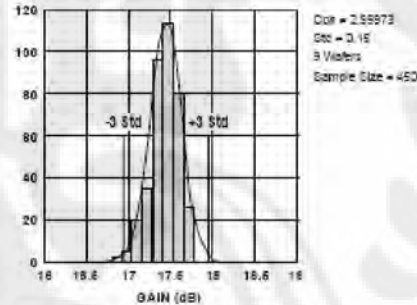


Figure 4. Gain @ 2 GHz, 4 V, 60 mA. LSL=16.0, Nominal=17.5, USL=19.0

**Notes:**

7. Distribution data sample size is 450 samples taken from 9 different wafers. Future wafers allocated to this product may have nominal values anywhere within the upper and lower spec. limits.

8. Measurements made on production test board. This circuit represents a trade-off between an optimal noise match and a realizable match based on production test requirements.

Circuit losses have been de-embedded from actual measurements.

### ATF-34143 Electrical Specifications

$T_A = 25^\circ\text{C}$ , RF parameters measured in a test circuit for a typical device

Symbol	Parameters and Test Conditions		Units	Min.	Typ. <sup>[2]</sup>	Max.
$I_{\text{ds}}^{[1]}$	Saturated Drain Current	$V_{\text{DS}} = 1.5\text{ V}, V_{\text{GS}} = 0\text{ V}$	mA	90	118	145
$V_{\text{P}}^{[1]}$	Pinchoff Voltage	$V_{\text{DS}} = 1.5\text{ V}, I_{\text{DS}} = 10\% \text{ of } I_{\text{ds}}$	V	-0.65	-0.5	-0.35
$I_{\text{d}}$	Quiescent Bias Current	$V_{\text{GS}} = 0.34\text{ V}, V_{\text{DS}} = 4\text{ V}$	mA	—	60	—
$g_m^{[1]}$	Transconductance	$V_{\text{DS}} = 1.5\text{ V}, g_m = I_{\text{ds}}/V_{\text{P}}$	mmho	180	230	—
$I_{\text{GDD}}$	Gate to Drain Leakage Current	$V_{\text{GD}} = 5\text{ V}$	$\mu\text{A}$	—	—	500
$I_{\text{gs}}$	Gate Leakage Current	$V_{\text{GD}} = V_{\text{GS}} = -4\text{ V}$	$\mu\text{A}$	—	30	300
NF	Noise Figure	$f = 2\text{ GHz}$	$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 60\text{ mA}$	dB	—	—
		$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 30\text{ mA}$				
		$f = 900\text{ MHz}$	$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 60\text{ mA}$	dB		0.4
$G_a$	Associated Gain	$f = 2\text{ GHz}$	$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 60\text{ mA}$	dB	16	17.5
			$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 30\text{ mA}$			
		$f = 900\text{ MHz}$	$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 60\text{ mA}$	dB		21.5
OIP3	Output 3 <sup>rd</sup> Order Intercept Point <sup>[3]</sup>	$f = 2\text{ GHz}$	$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 60\text{ mA}$	dBm	29	31.5
			$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 30\text{ mA}$			
		$f = 900\text{ MHz}$	$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 60\text{ mA}$	dBm		31
$P_{1\text{dB}}$	1 dB Compressed Intercept Point <sup>[3]</sup>	$f = 2\text{ GHz}$	$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 60\text{ mA}$	dBm	—	20
			$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 30\text{ mA}$			
		$f = 900\text{ MHz}$	$V_{\text{DS}} = 4\text{ V}, I_{\text{DS}} = 60\text{ mA}$	dBm		18.5

#### Notes:

1. Guaranteed at wafer probe level
2. Typical value determined from a sample size of 450 parts from 9 wafers.
3. Using production test board.

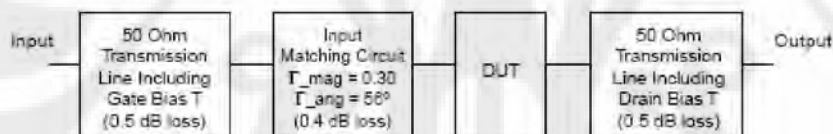


Figure 5. Block diagram of 2 GHz production test board used for Noise Figure, Associated Gain, P1dB, and OIP3 measurements. This circuit represents a trade-off between an optimal noise match and associated impedance matching circuit losses. Circuit losses have been de-embedded from actual measurements.

ATF-34143 Typical Performance Curves

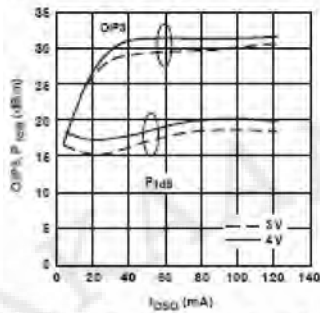


Figure 6. OIP3 and P<sub>1dB</sub> vs. I<sub>DSQ</sub> and V<sub>DS</sub> Tuned for NF @ 4V, 60 mA at 2GHz. [1,2]

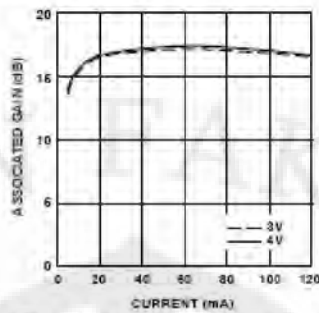


Figure 7. Associated Gain vs. Current (I<sub>I</sub>) and Voltage (V<sub>D</sub>) at 2 GHz. [1,2]

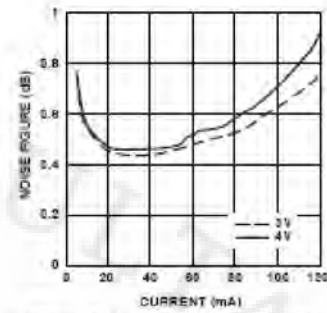


Figure 8. Noise Figure vs. Current (I<sub>I</sub>) and Voltage (V<sub>DS</sub>) at 2 GHz. [1,2]

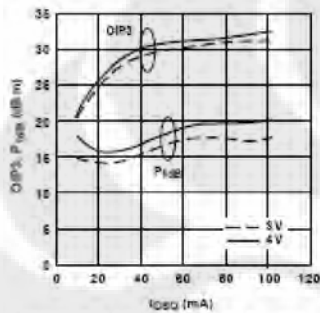


Figure 9. OIP3 and P<sub>1dB</sub> vs. I<sub>DSQ</sub> and V<sub>DS</sub> Tuned for NF @ 4 V, 60 mA at 900MHz. [1,2]

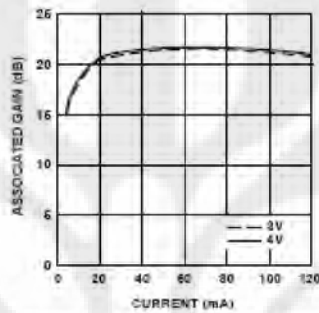


Figure 10. Associated Gain vs. Current (I<sub>I</sub>) and Voltage (V<sub>D</sub>) at 900 MHz. [1,2]

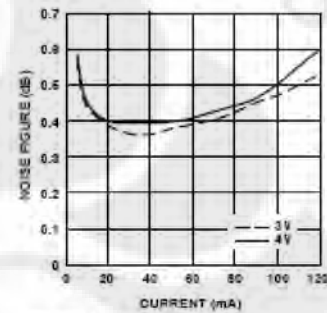


Figure 11. Noise Figure vs. Current (I<sub>I</sub>) and Voltage (V<sub>DS</sub>) at 900 MHz. [1,2]

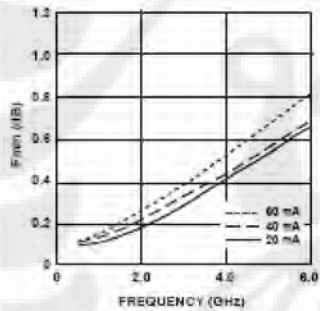


Figure 12. F<sub>min</sub> vs. Frequency and Current at 4V.

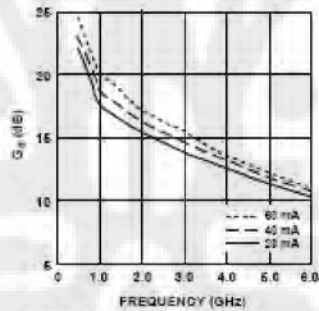


Figure 13. Associated Gain vs. Frequency and Current at 4V.

Notes

1. Measurements made on a fixed toned production test board that was tuned for optimal gain match with reasonable noise figure at 4V, 60 mA bias. This circuit represents a trade-off between optimal noise match, maximum gain match, and a realizable match based on production test board requirements. Circuit losses have been de-embedded from actual measurements.
2. P<sub>1dB</sub> measurements are performed with passive biasing. Quiescent drain current, I<sub>DSQ</sub>, is set with zero RF drive applied. As P<sub>1dB</sub> is approached, the drain current may increase or decrease depending on frequency and dc bias point. At lower values of I<sub>DSQ</sub> the device is running closer to class B as power output approaches P<sub>1dB</sub>. This results in higher PAE (power added efficiency) when compared to a device that is driven by a constant current as is typically done with active biasing. As an example, at a V<sub>DS</sub> = 4 V and I<sub>DSQ</sub> = 10 mA, I<sub>I</sub> increases to 62 mA as a P<sub>1dB</sub> of +19 dBm is approached.



ATF-34143 Typical Performance Curves, continued

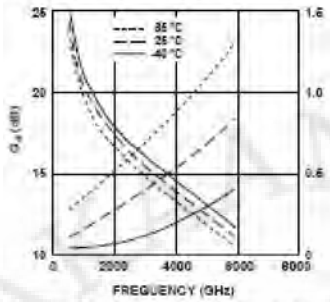


Figure 14.  $F_{min}$  and  $G_0$  vs. Frequency and Temperature at  $V_{DS} = 4V$ ,  $I_{DS} = 60mA$ .

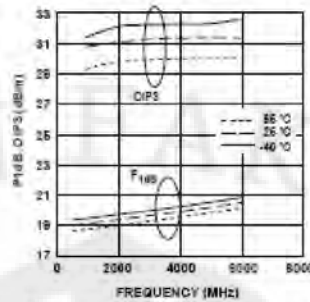


Figure 15.  $P_{1dB}$ ,  $IP_3$  vs. Frequency and Temperature at  $V_{DS} = 4V$ ,  $I_{DS} = 60mA$ . [1]

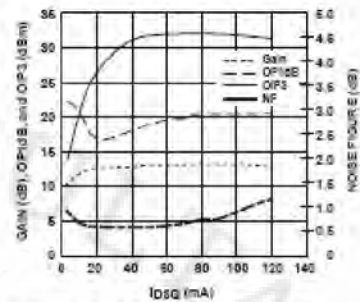


Figure 16. NF, Gain,  $OP_{1dB}$  and  $OIP_3$  vs.  $I_{DS}$  at 4V and 3.9 GHz Tuned for Noise Figure. [1]

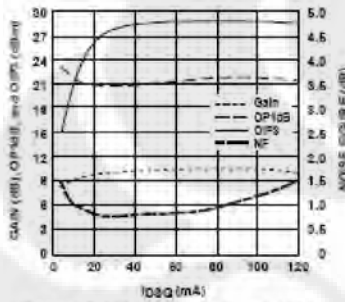


Figure 17. NF, Gain,  $OP_{1dB}$  and  $OIP_3$  vs.  $I_{DS}$  at 4V and 5.8 GHz Tuned for Noise Figure. [1]

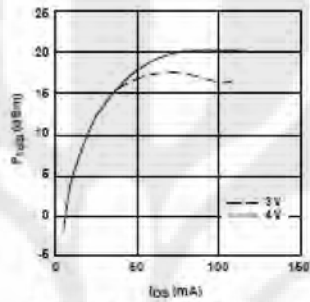


Figure 18.  $P_{1dB}$  vs.  $I_{DS}$  Active Bias Tuned for NF @ 4V, 60 mA at 2 GHz.

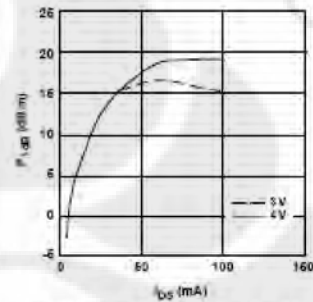


Figure 19.  $P_{1dB}$  vs.  $I_{DS}$  Active Bias Tuned for min NF @ 4V, 60 mA at 900MHz.

Note:

1.  $P_{1dB}$  measurements are performed with passive biasing. Quiescent drain current,  $I_{DSQ}$  is set with zero RF drive applied. As  $P_{1dB}$  is approached, the drain current may increase or decrease depending on frequency and dc bias point. At lower values of  $I_{DSQ}$  the device is running closer to class B as power output approaches  $P_{1dB}$ . This results in higher PAE (power added efficiency) when compared to a device that is driven by a constant current source as is typically done with active biasing. As an example, at a  $V_{DS} = 4V$  and  $I_{DSQ} = 10mA$ ,  $I_d$  increases to 62 mA as a  $P_{1dB}$  of +19 dBm is approached.

**ATF-34143 Power Parameters tuned for Power,  $V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DSQ} = 120\text{ mA}$** 

Freq (GHz)	$P_{1dB}$ (dBm)	$I_d$ (mA)	$G_{1dB}$ (dB)	PAE <sub>1dB</sub> (%)	$P_{3dBm}$ (dBm)	$I_d$ (mA)	PAE <sub>3dB</sub> (%)	Gamma Out_mag (Mag)	Gamma Out_ang (Degrees)
0.9	20.9	114	25.7	27	22.8	108	44	0.34	136
1.5	21.7	115	21.9	32	23.1	95	53	0.31	152
1.8	21.3	111	20.5	30	23.0	105	47	0.30	164
2	22.0	106	19.5	37	23.7	115	50	0.28	171
4	22.7	110	12.7	40	23.6	111	47	0.26	-135
6	23.3	115	9.2	41	24.2	121	44	0.24	-65

**ATF-34143 Power Parameters tuned for Power,  $V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DSQ} = 60\text{ mA}$** 

Freq (GHz)	$P_{1dB}$ (dBm)	$I_d$ (mA)	$G_{1dB}$ (dB)	PAE <sub>1dB</sub> (%)	$P_{3dBm}$ (dBm)	$I_d$ (mA)	PAE <sub>3dB</sub> (%)	Gamma Out_mag (Mag)	Gamma Out_ang (Degrees)
0.9	18.2	75	27.5	22	20.5	78	36	0.48	102
1.5	18.7	58	24.5	32	20.8	59	51	0.45	117
1.8	18.8	57	23.0	33	21.1	71	45	0.42	126
2	18.8	59	22.2	32	21.9	81	47	0.40	131
4	20.2	66	13.9	38	22.0	77	48	0.25	-162
6	21.2	79	9.9	37	23.5	102	46	0.18	-77

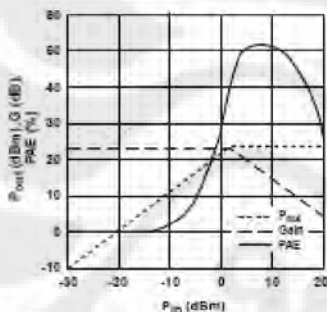


Figure 20. Swept Power Tuned for Power at 2 GHz,  $V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DSQ} = 120\text{ mA}$ .

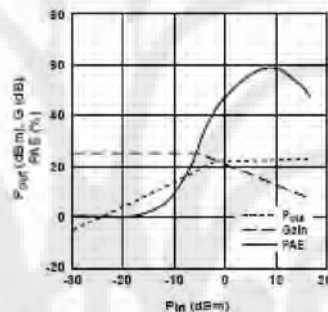


Figure 21. Swept Power Tuned for Power at 2 GHz,  $V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DSQ} = 60\text{ mA}$ .

**Notes:**

- $P_{1dB}$  measurements are performed with passive biasing. Quiescent drain current,  $I_{DSQ}$ , is set with zero RF drive applied. As  $P_{1dB}$  is approached, the drain current may increase or decrease depending on frequency and dc bias point. At lower values of  $I_{DSQ}$  the device is running closer to class B as power output approaches  $P_{1dB}$ . This results in higher PAE (power added efficiency) when compared to a device that is driven by a constant current source as is typically done with active biasing. As an example, at a  $V_{DS} = 4\text{ V}$  and  $I_{DSQ} = 10\text{ mA}$ ,  $I_d$  increases to 62 mA as a  $P_{1dB}$  of +19 dBm is approached.
- PAE (%) =  $((P_{out} - P_{in})/P_{dc}) \times 100$
- Gamma out is the reflection coefficient of the matching circuit presented to the output of the device.

**ATF-34143 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 20\text{ mA}$** 

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.5	0.96	-37	20.07	10.079	153	-29.12	0.035	68	0.40	-35	24.59
0.8	0.91	-60	19.68	9.642	137	-26.02	0.050	56	0.34	-66	22.85
1.0	0.87	-76	18.96	8.867	126	-24.29	0.061	48	0.32	-71	21.62
1.5	0.81	-104	17.43	7.443	106	-22.27	0.077	34	0.29	-98	19.85
1.8	0.78	-115	16.70	6.843	98	-21.62	0.083	28	0.28	-110	19.16
2.0	0.75	-126	16.00	6.306	90	-21.11	0.088	23	0.26	-120	18.55
2.5	0.72	-145	14.71	5.438	75	-20.45	0.095	15	0.25	-140	17.88
3.0	0.69	-162	13.56	4.762	62	-19.83	0.102	7	0.23	-156	16.69
4.0	0.65	-166	11.61	3.806	38	-19.00	0.111	-8	0.22	174	15.35
5.0	0.64	139	10.01	3.165	16	-18.40	0.119	-21	0.22	146	14.25
6.0	0.65	114	8.65	2.706	-5	-18.06	0.125	-35	0.23	118	13.35
7.0	0.66	89	7.33	2.326	-27	-17.79	0.129	-49	0.25	91	10.91
8.0	0.69	67	6.09	2.017	-47	-17.52	0.133	-62	0.29	67	9.71
9.0	0.72	48	4.90	1.768	-66	-17.39	0.135	-75	0.34	46	8.79
10.0	0.75	30	3.91	1.568	-86	-17.08	0.140	-88	0.39	28	8.31
11.0	0.77	10	2.88	1.393	-105	-16.95	0.142	-103	0.43	10	7.56
12.0	0.80	-10	1.74	1.222	-126	-16.95	0.142	-118	0.47	-10	6.83
13.0	0.83	-29	0.98	1.045	-145	-17.39	0.135	-133	0.53	-28	6.18
14.0	0.85	-44	-0.96	0.895	-161	-17.86	0.128	-145	0.58	-42	5.62
15.0	0.86	-55	-2.06	0.789	-177	-18.13	0.124	-156	0.62	-57	5.04
16.0	0.85	-72	-3.09	0.701	166	-18.13	0.124	-168	0.65	-70	3.86
17.0	0.85	-88	-4.22	0.615	149	-18.06	0.125	177	0.68	-85	3.00
18.0	0.88	-101	-5.71	0.518	133	-18.94	0.113	165	0.71	-103	2.52

**ATF-34143 Typical Noise Parameters**
 $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 20\text{ mA}$ 

Freq. GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$		$R_{1950}$ -	$G_n$ dB
		Mag.	Ang.		
0.5	0.10	0.90	13	0.16	21.8
0.9	0.11	0.85	27	0.14	18.3
1.0	0.11	0.84	31	0.13	17.8
1.5	0.14	0.77	48	0.11	16.4
1.8	0.17	0.74	57	0.10	16.0
2.0	0.19	0.71	66	0.09	15.6
2.5	0.23	0.65	83	0.07	14.8
3.0	0.29	0.59	102	0.06	14.0
4.0	0.42	0.51	138	0.03	12.6
5.0	0.54	0.45	174	0.03	11.4
6.0	0.67	0.42	-151	0.05	10.3
7.0	0.79	0.42	-118	0.10	9.4
8.0	0.92	0.45	-88	0.18	8.6
9.0	1.04	0.51	-63	0.30	8.0
10.0	1.16	0.61	-43	0.46	7.5

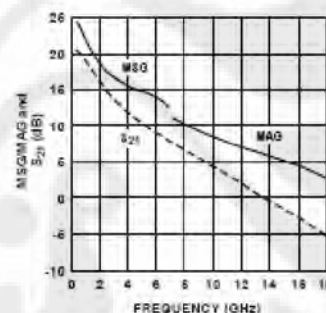


Figure 23. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 3 V, 20 mA.

**Notes:**

- $F_{min}$  values at 2 GHz and higher are based on measurements while the  $F_{min}$ s below 2 GHz have been extrapolated. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements a true  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter application section for more information.
- S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.025 inch thick alumina carrier. The input reference plane is at the end of the gate lead. The output reference plane is at the end of the drain lead. The parameters include the effect of four plated through via holes connecting source landing pads on top of the test carrier to the microstrip ground plane on the bottom side of the carrier. Two 0.020 inch diameter via holes are placed within 0.010 inch from each source lead contact point, one via on each side of that point.

**ATF-34143 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 40\text{ mA}$** 

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.5	0.96	-40	21.32	11.645	151	-30.46	0.030	68	0.29	-43	25.89
0.8	0.89	-64	20.79	10.950	135	-27.33	0.043	56	0.24	-70	24.06
1.0	0.85	-81	19.96	9.956	124	-25.68	0.052	49	0.24	-88	22.82
1.5	0.79	-100	18.29	8.209	104	-23.61	0.066	36	0.23	-118	20.95
1.8	0.76	-121	17.50	7.495	96	-22.97	0.071	32	0.23	-130	20.24
2.0	0.74	-131	16.75	6.876	88	-22.38	0.076	27	0.22	-141	19.57
2.5	0.70	-150	15.39	5.880	74	-21.51	0.084	19	0.22	-160	18.45
3.0	0.67	-167	14.19	5.120	61	-20.92	0.090	12	0.22	-176	17.55
4.0	0.64	162	12.18	4.063	38	-19.83	0.102	-1	0.21	157	16.00
5.0	0.64	135	10.54	3.365	16	-19.02	0.112	-14	0.22	131	14.78
6.0	0.65	111	9.15	2.867	-5	-18.34	0.121	-28	0.24	105	12.91
7.0	0.66	87	7.80	2.454	-26	-17.86	0.128	-42	0.28	81	11.03
8.0	0.69	65	6.55	2.125	-46	-17.46	0.134	-55	0.32	60	9.93
9.0	0.73	46	5.33	1.848	-65	-17.20	0.138	-69	0.37	40	9.07
10.0	0.76	28	4.33	1.647	-84	-16.83	0.144	-84	0.41	23	8.59
11.0	0.78	9	3.30	1.462	-104	-16.65	0.147	-99	0.45	5	7.84
12.0	0.80	-11	2.15	1.281	-123	-16.65	0.147	-114	0.50	-14	7.15
13.0	0.83	-30	0.79	1.095	-142	-17.08	0.140	-130	0.55	-31	6.50
14.0	0.86	-44	-0.53	0.941	-158	-17.52	0.133	-142	0.60	-45	5.96
15.0	0.87	-56	-1.61	0.831	-174	-17.72	0.130	-154	0.64	-59	5.39
16.0	0.86	-72	-2.60	0.741	-169	-17.72	0.130	-166	0.66	-73	4.21
17.0	0.86	-88	-3.72	0.652	153	-17.79	0.120	179	0.60	-88	3.43
18.0	0.88	-102	-5.15	0.553	137	-18.64	0.117	166	0.72	-105	2.95

**ATF-34143 Typical Noise Parameters**
 $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 40\text{ mA}$ 

Freq. GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$		$R_{n50}$ -	$G_a$ dB
		Mag.	Ang.		
0.5	0.10	0.87	13	0.16	23.0
0.9	0.13	0.82	23	0.13	19.6
1.0	0.14	0.80	32	0.13	19.2
1.5	0.17	0.73	50	0.1	17.7
1.8	0.21	0.70	61	0.09	17.1
2.0	0.23	0.66	68	0.08	16.7
2.5	0.29	0.60	87	0.06	15.8
3.0	0.35	0.54	106	0.05	14.9
4.0	0.47	0.46	144	0.03	13.4
5.0	0.6	0.41	-178	0.03	12.1
6.0	0.72	0.39	-142	0.06	10.9
7.0	0.85	0.41	-109	0.12	9.9
8.0	0.97	0.45	-80	0.21	9.1
9.0	1.09	0.52	-56	0.34	8.4
10.0	1.22	0.61	-39	0.50	8.0

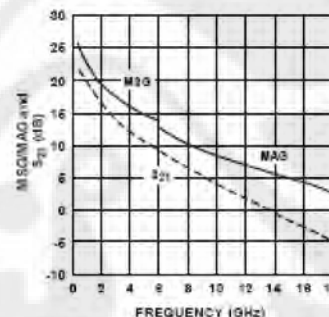


Figure 24. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 3 V, 40 mA.

**Notes:**

- $F_{min}$  values at 2 GHz and higher are based on measurements while the  $F_{min}$ s below 2 GHz have been extrapolated. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements a true  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter application section for more information.
- Sand noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.025 inch thick alumina carrier. The input reference plane is at the end of the gate lead. The output reference plane is at the end of the drain lead. The parameters include the effect of four plated through via holes connecting source landing pads on top of the test carrier to the microstrip ground plane on the bottom side of the carrier. Two 0.020 inch diameter via holes are placed within 0.010 inch from each source lead contact point, one via on each side of that point.

**ATF-34143 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 40\text{ mA}$** 

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.5	0.95	-40	21.56	11.973	151	0.03	0.030	68	0.33	-39	26.01
0.8	0.89	-65	21.02	11.252	135	0.04	0.042	56	0.27	-63	24.28
1.0	0.85	-82	20.19	10.217	123	0.05	0.051	48	0.26	-80	23.02
1.5	0.78	-100	18.49	8.405	104	0.06	0.064	36	0.24	-109	21.18
1.8	0.73	-131	16.93	7.024	87	0.07	0.074	27	0.22	-131	20.46
2.0	0.70	-150	15.57	6.002	73	0.08	0.081	19	0.21	-150	19.77
2.5	0.67	-167	14.26	5.223	61	0.09	0.087	12	0.20	-167	18.70
3.0	0.64	162	12.34	4.141	37	0.10	0.098	-1	0.19	165	17.75
4.0	0.63	135	10.70	3.428	16	0.11	0.108	-13	0.20	138	16.26
5.0	0.64	111	9.32	2.928	-6	0.12	0.117	-27	0.21	111	15.02
6.0	0.66	87	7.98	2.506	-26	0.12	0.124	-41	0.24	86	12.93
7.0	0.69	65	6.74	2.173	-46	0.13	0.130	-54	0.29	63	11.14
8.0	0.72	47	5.55	1.894	-65	0.13	0.134	-68	0.34	42	10.09
9.0	0.76	28	4.55	1.689	-85	0.14	0.141	-82	0.38	26	9.24
10.0	0.78	9	3.53	1.501	-104	0.15	0.145	-97	0.42	8	8.79
11.0	0.80	-11	2.39	1.317	-124	0.15	0.145	-113	0.47	-11	8.09
12.0	0.84	-29	1.02	1.125	-143	0.14	0.140	-128	0.53	-29	7.35
13.0	0.86	-44	-0.30	0.966	-160	0.13	0.133	-141	0.58	-43	6.76
14.0	0.87	-56	-1.38	0.853	-176	0.13	0.130	-152	0.62	-58	6.19
15.0	0.86	-72	-2.40	0.759	167	0.13	0.131	-165	0.65	-71	5.62
16.0	0.86	-88	-3.53	0.666	151	0.13	0.130	-180	0.68	-86	4.43
17.0	0.89	-102	-4.99	0.563	134	0.12	0.119	168	0.71	-103	3.60
18.0	0.89	-101.85	-4.90	0.563	134	0.12	0.119	168	0.71	-103	3.15

**ATF-34143 Typical Noise Parameters**
 $V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 40\text{ mA}$ 

Freq. GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$		$R_{N50}$ -	$G_a$ dB
		Mag.	Ang.		
0.5	0.10	0.87	13	0.16	22.8
0.9	0.13	0.82	27	0.14	19.4
1.0	0.14	0.80	31	0.13	18.9
1.5	0.17	0.73	49	0.11	17.4
1.8	0.20	0.70	60	0.10	16.9
2.0	0.22	0.66	67	0.09	16.4
2.5	0.28	0.60	85	0.07	15.6
3.0	0.34	0.54	104	0.05	14.8
4.0	0.45	0.45	142	0.03	13.3
5.0	0.57	0.40	180	0.03	12.0
6.0	0.69	0.38	-144	0.05	10.9
7.0	0.81	0.39	-111	0.11	9.9
8.0	0.94	0.43	-82	0.20	9.1
9.0	1.06	0.51	-57	0.32	8.5
10.0	1.19	0.62	-40	0.47	8.1

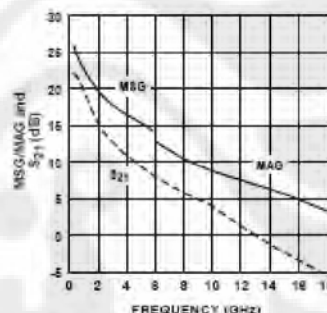


Figure 25. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 4 V, 40 mA.

**Notes:**

- $F_{min}$  values at 2 GHz and higher are based on measurements while the  $F_{min}$ s below 2 GHz have been extrapolated. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements a true  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter application section for more information.
- S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.025 inch thick alumina carrier. The input reference plane is at the end of the gate lead. The output reference plane is at the end of the drain lead. The parameters include the effect of four plated through via holes connecting source landing pads on top of the test carrier to the microstrip ground plane on the bottom side of the carrier. Two 0.020 inch diameter via holes are placed within 0.010 inch from each source lead contact point, one via on each side of that point.

**ATF-34143 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 60\text{ mA}$** 

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.5	0.95	-41	21.91	12.454	150	-31.06	0.028	68	0.29	-41	26.48
0.8	0.89	-65	21.33	11.654	134	-28.18	0.030	57	0.24	-67	24.75
1.0	0.85	-83	20.46	10.549	123	-26.56	0.047	49	0.23	-84	23.51
1.5	0.78	-111	18.74	8.646	103	-24.44	0.060	38	0.21	-114	21.59
1.8	0.75	-122	17.92	7.873	95	-23.74	0.065	33	0.21	-125	20.83
2.0	0.73	-133	17.16	7.207	87	-23.22	0.060	29	0.20	-136	20.19
2.5	0.69	-151	15.78	6.149	73	-22.38	0.076	22	0.19	-155	19.08
3.0	0.67	-168	14.56	5.345	60	-21.62	0.083	15	0.19	-171	18.09
4.0	0.64	161	12.53	4.232	37	-20.54	0.094	3	0.18	162	16.53
5.0	0.63	134	10.88	3.501	16	-19.58	0.105	-10	0.19	135	15.23
6.0	0.64	111	9.49	2.983	-5	-18.79	0.115	-24	0.21	109	12.89
7.0	0.66	86	8.15	2.557	-26	-18.27	0.122	-38	0.24	84	11.22
8.0	0.69	65	6.92	2.217	-46	-17.79	0.129	-51	0.28	62	10.21
9.0	0.73	46	5.72	1.932	-65	-17.46	0.134	-65	0.33	42	9.36
10.0	0.76	28	4.73	1.723	-84	-16.95	0.142	-79	0.38	25	8.94
11.0	0.78	9	3.70	1.531	-104	-16.71	0.146	-94	0.42	7	8.23
12.0	0.81	-11	2.57	1.344	-124	-16.71	0.146	-111	0.47	-12	7.56
13.0	0.84	-30	1.20	1.148	-143	-17.02	0.141	-126	0.52	-29	6.94
14.0	0.86	-44	-0.12	0.986	-159	-17.46	0.134	-139	0.58	-43	6.37
15.0	0.87	-56	-1.21	0.870	-175	-17.59	0.132	-150	0.62	-58	5.78
16.0	0.86	-72	-2.21	0.775	168	-17.59	0.132	-163	0.65	-71	4.60
17.0	0.86	-88	-3.35	0.680	151	-17.65	0.131	-178	0.68	-86	3.79
18.0	0.89	-101.96	-4.81	0.575	135	-18.42	0.120	160	0.71	-104	3.33

**ATF-34143 Typical Noise Parameters**
 $V_{DS} = 4\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 60\text{ mA}$ 

Freq. GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$		$R_{n50}$ -	$G_n$ dB
		Mag.	Ang.		
0.5	0.11	0.84	15	0.14	24.5
0.9	0.14	0.78	39	0.12	20.7
1.0	0.15	0.77	34	0.12	20.2
1.5	0.20	0.69	53	0.10	18.5
1.8	0.23	0.66	62	0.10	17.7
2.0	0.26	0.62	72	0.09	17.2
2.5	0.33	0.55	91	0.07	16.3
3.0	0.39	0.50	111	0.05	15.4
4.0	0.53	0.43	149	0.03	13.7
5.0	0.67	0.39	-173	0.04	12.3
6.0	0.81	0.39	-137	0.07	11.1
7.0	0.96	0.42	-104	0.14	10.0
8.0	1.10	0.47	-76	0.26	9.2
9.0	1.25	0.54	-53	0.41	8.6
10.0	1.39	0.62	-37	0.60	8.2

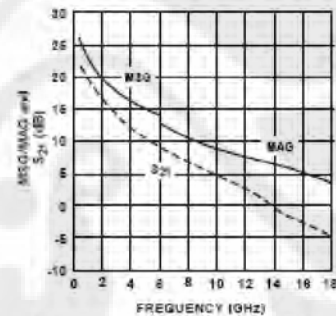


Figure 26. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 4 V, 60 mA.

**Notes:**

- $F_{min}$  values at 2 GHz and higher are based on measurements while the  $F_{min}$ s below 2 GHz have been extrapolated. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NPS test system. From these measurements a true  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter application section for more information.
- $S$  and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.025 inch thick alumina carrier. The input reference plane is at the end of the gate lead. The output reference plane is at the end of the drain lead. The parameters include the effect of four plated through via holes connecting source landing pads on top of the test carrier to the microstrip ground plane on the bottom side of the carrier. Two 0.020 inch diameter via holes are placed within 0.010 inch from each source lead contact point, one via on each side of that point.

## Noise Parameter

### Applications Information

$F_{\min}$  values at 2 GHz and higher are based on measurements while the  $F_{\min}$ s below 2 GHz have been extrapolated. The  $F_{\min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements, a true  $F_{\min}$  is calculated.  $F_{\min}$  represents the true minimum noise figure of the device when the device is presented with an impedance matching network that transforms the source impedance, typically 50Ω, to an impedance represented by the reflection coefficient  $\Gamma_o$ . The designer must design a matching network that will present  $\Gamma_o$  to the device with minimal associated circuit losses. The noise figure of the completed amplifier is equal to the noise figure of the device plus the losses of the matching network preceding the device. The noise figure of the device is equal to  $F_{\min}$  only when the device is

presented with  $\Gamma_o$ . If the reflection coefficient of the matching network is other than  $\Gamma_o$ , then the noise figure of the device will be greater than  $F_{\min}$  based on the following equation.

$$NF = F_{\min} + 4 \frac{R_n}{Z_o} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{(1 + \Gamma_o)^2 (1 - \Gamma_s)^2}$$

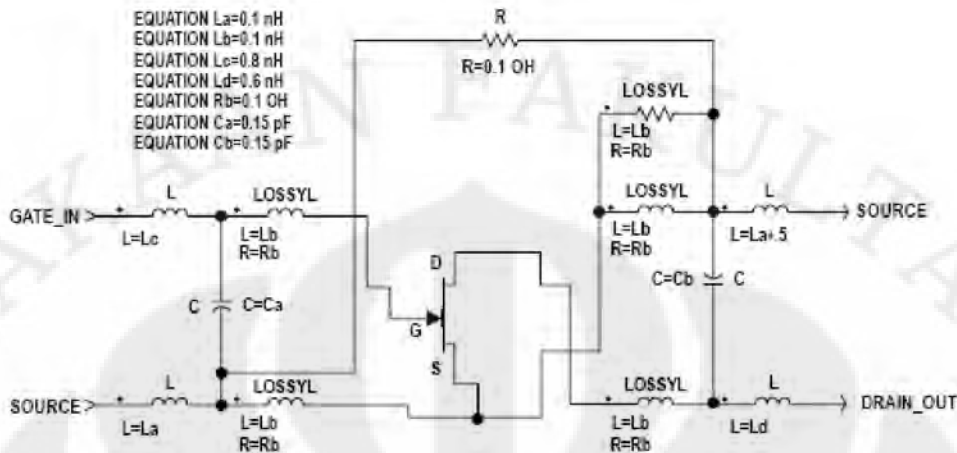
Where  $R_n/Z_o$  is the normalized noise resistance,  $\Gamma_o$  is the optimum reflection coefficient required to produce  $F_{\min}$  and  $\Gamma_s$  is the reflection coefficient of the source impedance actually presented to the device. The losses of the matching networks are non-zero and they will also add to the noise figure of the device creating a higher amplifier noise figure. The losses of the matching networks are related to the Q of the components and associated printed circuit board loss.  $\Gamma_o$  is typically fairly low at higher frequencies and increases as frequency is lowered. Larger gate width devices will typically have a lower  $\Gamma_o$  as compared to narrower gate width devices.

Typically for FETs, the higher  $\Gamma_o$  usually infers that an impedance much higher than 50Ω is required for the device to produce  $F_{\min}$ . At VHF frequencies and even lower L Band frequencies, the required impedance can be in the vicinity of several thousand ohms.

Matching to such a high impedance requires very hi-Q components in order to minimize circuit losses. As an example at 900 MHz, when airwound coils ( $Q > 100$ ) are used for matching networks, the loss can still be up to 0.25 dB which will add directly to the noise figure of the device. Using multilayer molded inductors with Qs in the 30 to 50 range results in additional loss over the airwound coil. Losses as high as 0.5 dB or greater add to the typical 0.15 dB  $F_{\min}$  of the device creating an amplifier noise figure of nearly 0.65 dB. A discussion concerning calculated and measured circuit losses and their effect on amplifier noise figure is covered in Agilent Application 1085.



**ATF-34143 SC-70 4 Lead, High Frequency Nonlinear Model**  
 Optimized for 0.1 – 6.0 GHz



This model can be used as a design tool. It has been tested on MDS for various specifications. However, for more precise and accurate design, please refer to

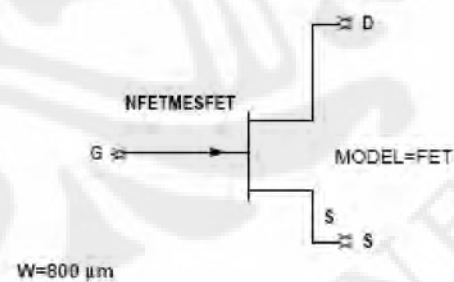
the measured data in this data sheet. For future improvements Agilent reserves the right to change these models without prior notice.

**ATF-34143 Die Model**

* STATZ MESFET MODEL *				
MODEL = FET				
IDS model	Gate model	Parasitics	Breakdown	Noise
NFET=yes	DELTA=2	RG=1	GSFWD=1	FNC=01e+6
PFET=	GSCAP=3	RD=Rd	GSREV=0	R=.17
IDSMOD=3	Cgs=cgs pF	RS=Rs	GDFWD=1	P=.65
VTO=-0.95	GDCAP=3	Lg=Lg nH	GDREV=0	C=2
BETA= Beta	GCD=Cgd pF	LD=Ld nH	VJR=1	
LAMBDA=0.09		LS=Ls nH	IS=1 nA	
ALPHA=4.0		CDS=Cds pF	IR=1 nA	
B=0.8		CRF=.1	IMAX=.1	
TNOM=27		RC=Rc	XTI=	
IDSTC=			N=	
VBI=.7			EG=	

Model scal factors (W=FET width in microns)

- EQUATION Cds=0.01 \*W/200
- EQUATION Beta=0.06 \*W/200
- EQUATION Rd=200/W
- EQUATION Rs=.6 \*200/W
- EQUATION Cgs=0.2 \*W/200
- EQUATION Cgd=0.04 \*W/200
- EQUATION Lg=0.03 \*200/W
- EQUATION Ld=0.03 \*200/W
- EQUATION Ls=0.01 \*200/W
- EQUATION Rc=500 \*200/W



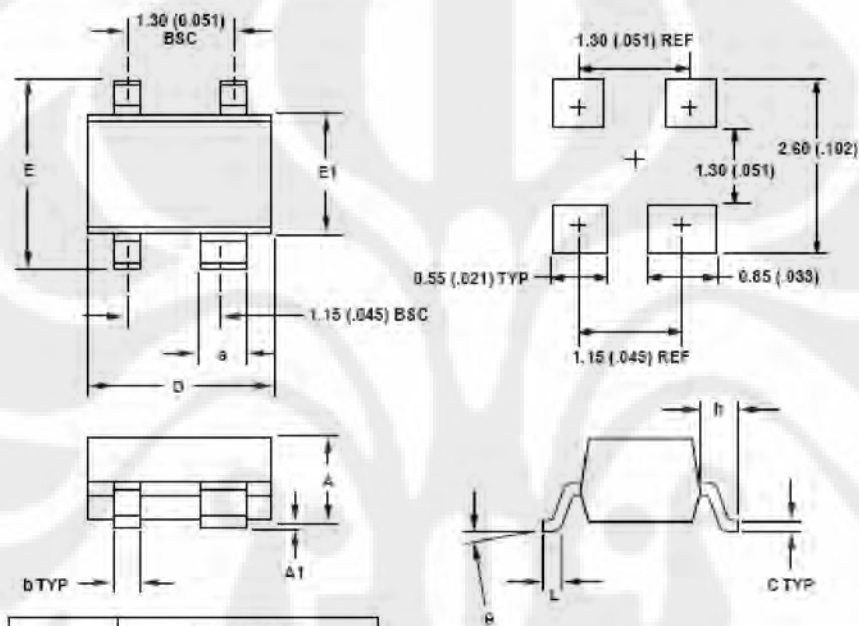


### Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
ATF-34143-TR1	3000	7" Reel
ATF-34143-TR2	10000	13" Reel
ATF-34143-BLK	100	antistatic bag

### Package Dimensions

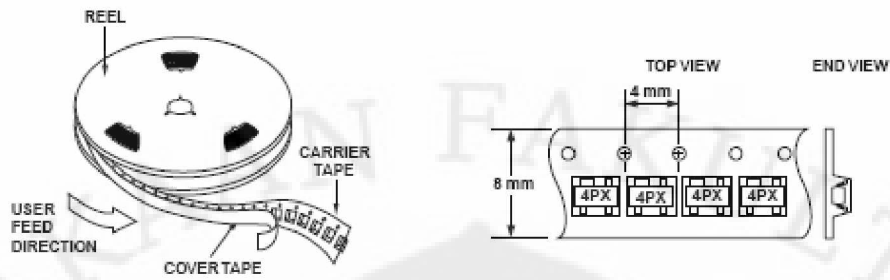
Outline 43 (SOT-343/SC-70 4 lead)



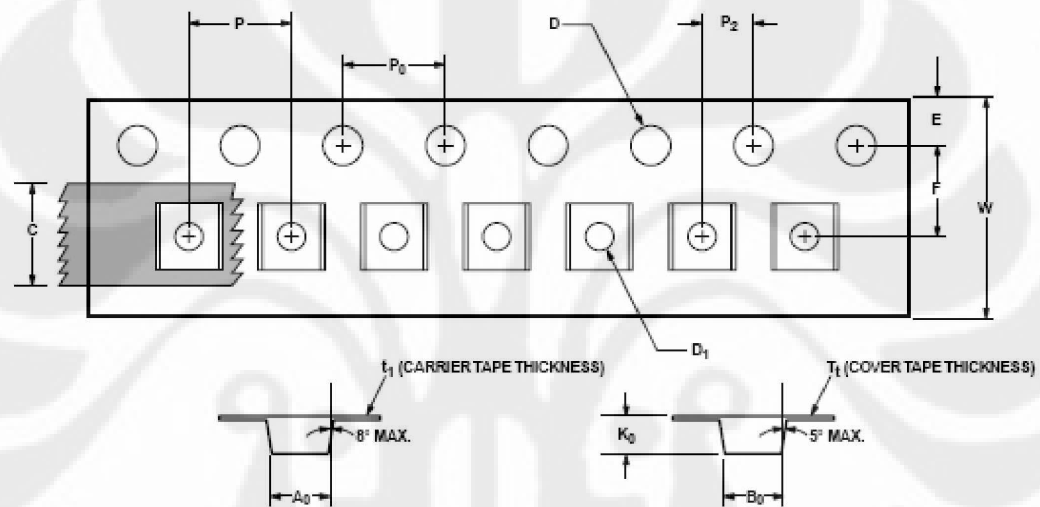
SYMBOL	DIMENSIONS	
	MIN.	MAX.
A	0.80 (0.031)	1.00 (0.039)
A1	0 (0)	0.10 (0.004)
b	0.25 (0.010)	0.35 (0.014)
C	0.10 (0.004)	0.20 (0.008)
D	1.90 (0.075)	2.10 (0.083)
E	2.00 (0.075)	2.20 (0.087)
e	0.55 (0.022)	0.65 (0.025)
f	0.450 TYP (0.018)	
E1	1.15 (0.045)	1.35 (0.053)
L	0.10 (0.004)	0.35 (0.014)
g	0	10

DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES)

### Device Orientation



### Tape Dimensions For Outline 4T



	DESCRIPTION	SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	$A_0$	$2.24 \pm 0.10$	$0.088 \pm 0.004$
	WIDTH	$B_0$	$2.34 \pm 0.10$	$0.092 \pm 0.004$
	DEPTH	$K_0$	$1.22 \pm 0.10$	$0.048 \pm 0.004$
	PITCH	$P$	$4.00 \pm 0.10$	$0.157 \pm 0.004$
	BOTTOM HOLE DIAMETER	$D_1$	$1.00 \pm 0.25$	$0.039 \pm 0.010$
PERFORATION	DIAMETER	$D$	$1.55 \pm 0.05$	$0.061 \pm 0.002$
	PITCH	$P_0$	$4.00 \pm 0.10$	$0.157 \pm 0.004$
	POSITION	$E$	$1.75 \pm 0.10$	$0.069 \pm 0.004$
CARRIER TAPE	WIDTH	$W$	$8.00 \pm 0.30$	$0.315 \pm 0.012$
	THICKNESS	$t_1$	$0.255 \pm 0.013$	$0.010 \pm 0.0005$
COVER TAPE	WIDTH	$C$	$5.4 \pm 0.10$	$0.205 \pm 0.004$
	TAPE THICKNESS	$T_t$	$0.062 \pm 0.001$	$0.0025 \pm 0.00004$
DISTANCE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	$F$	$3.50 \pm 0.05$	$0.138 \pm 0.002$
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	$P_2$	$2.00 \pm 0.05$	$0.079 \pm 0.002$