



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN LNA UNTUK *AUTOMATIC DEPENDENT
SURVEILLANCE-BROADCAST (ADS-B)* DENGAN *DUAL-STUB
MATCHING***

TESIS

DAVERIUS MA'ARANG

0806424264

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JULI 2011**



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN LNA UNTUK *AUTOMATIC DEPENDENT
SURVEILLANCE-BROADCAST (ADS-B)* DENGAN *DUAL-STUB
MATCHING***

TESIS

Diajukan sebagai salah satu syarat memperoleh gelar magister teknik

DAVERIUS MA'ARANG

0806424264

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JULI 2011**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Daverius Ma'arang

NPM : 0806424264

Tanda Tangan :



Tanggal : Juli 2011

HALAMAN PENGESAHAN

Tesis ini diajukan oleh

Nama : Daverius Ma'arang

NPM : 0806424264

Program Studi : Teknik Elektro

Judul Tesis : Rancang Bangun LNA untuk Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (ADS-B) dengan dual stub matching.

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

DEWAN PENGUJI

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



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



Penguji : Dr. Ir. Arman Djohan, M.Sc



Penguji : Dr. Fitri Yuli, S.T, M.Sc.



Ditetapkan di : Depok

Tanggal : Juli 2010

KATA PENGANTAR

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

- (1) Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D selaku pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan tesis ini;
- (2) Keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan moral;
- (3) Teguh Firmansyah S.T yang telah memberikan semangat dalam menyelesaikan tesis ini;
- (4) Teman-teman S2 Program Studi Teknik Elektro khususnya angkatan 2008 yang telah memberikan bantuannya;

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

Depok, Juli 2011



Penulis

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

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

Nama : Daverius Ma'arang

NPM : 0806424264

Program Studi : Teknik Elektro

Departemen : Teknik Elektro

Fakultas : Teknik

Jenis Karya : Tesis

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

Rancang Bangun LNA untuk Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (ADS-B) dengan dual stub matching.

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

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Jakarta

Pada tanggal : 10 Juli 2011

Yang menyatakan



(Daverius Ma'arang)

ABSTRAK

Nama : Daverius Ma'arang
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Rancang Bangun LNA untuk Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (ADS-B) dengan dual stub matching.

ADS-B merupakan salah satu peralatan yang menjadi pelengkap peralatan radar yang bekerja pada frekuensi 1090 MHz agar dapat menjangkau daerah yang sulit karena letak geografis. Salah satu modul penyusun sistem peralatan ADS-B yaitu low noise amplifier (LNA). Untuk aplikasi radar ADS-B diperlukan LNA yang memiliki gain dan kestabilan yang tinggi dengan NF dan return loss yang rendah. Untuk memperoleh hal tersebut maka pada penelitian ini dirancang LNA menggunakan transistor FET-NE3210S01 dengan bias DC, $V_{DS} = 2$ V dan $I_D = 10$ mA agar memperoleh gain yang tinggi dengan noise figure rendah. Sementara itu, digunakan dual-stub pada rangkaian matching impedansinya untuk menurunkan nilai return loss dan VSWR. Hasil perancangan rangkaian LNA dengan single-stub matching memiliki keluaran gain (S_{21}) = 17,081 dB, input koefisien pantul (S_{11}) = 21.144 dB, noise figure = 1.954 dB, VSWR = 1,192 dan stability factor (K) = 1,7. Sementara itu, hasil perancangan rangkaian LNA dengan multi-stub matching memiliki keluaran lebih baik, yaitu gain (S_{21}) = 20,59 dB, input koefisien pantul (S_{11}) = 62,120 dB, noise figure = 0.787 dB, VSWR = 1,002 dan stability factor (K) = 1,17. Hasil perancangan dan simulasi rangkaian LNA dengan single-stub matching memiliki keluaran gain (S_{21}) = 3,3 dB, input koefisien pantul (S_{11}) = 6.3 dB, VSWR = 2.6. Sementara itu, hasil pengukuran rangkaian LNA dengan dual-stub matching memiliki keluaran lebih baik, yaitu gain (S_{21}) = 5,97 dB, input koefisien pantul (S_{11}) = 15.2 dB, VSWR = 1.5. Terlihat bahwa LNA dengan dual-stub matching memiliki hasil keluaran yang lebih baik, peningkatan gain dikarenakan penggunaan dual-stub matching sehingga terjadi penurunan koefisien pantul dan VSWR.

Kata Kunci : LNA, single-stub Matching, dual-stub matching, koefisien pantul dan VSWR.

ABSTRACT

Nama : Daverius Ma'arang
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Rancang Bangun LNA untuk Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (ADS-B) dengan dual stub matching.

ADS-B is one of the tools to complement radar equipment that works at a frequency of 1090 MHz in order to reach difficult areas due to geographical location. One of the modules making up the ADS-B equipment system that is low noise amplifier (LNA). For radar applications ADS-B is required LNA has a gain and a high stability with NF and low return loss. To obtain the matter, in this study was designed LNA-NE3210S01 using FET transistors with a DC bias, $V_{DS} = 2 \text{ V}$ and $I_D = 10 \text{ mA}$ in order to obtain high gain with low noise figure. Meanwhile, use the dual-stub impedance matching circuit to reduce the value of return loss and VSWR and used inter-stage matching in order to distribute power more optimal than the second transistor. The results of the LNA circuit design with single-stub matching has the output gain (S_{21}) = 17.081 dB, input reflection coefficient (S_{11}) = 21.144 dB, noise figure = 1954 dB, VSWR = 1.192 and stability factor (K) = 1.7. Meanwhile, the results of the LNA circuit design with multi-stub matching has a better output, the gain (S_{21}) = 20.59 dB, input reflection coefficient (S_{11}) = 62.120 dB, noise figure = 0787 dB, VSWR = 1.002 and stability factor (K) = 1.17. The results of the LNA circuit design and simulation with a single-stub matching the output gain (S_{21}) = 3.3 dB, input reflection coefficient (S_{11}) = 3.6 dB, VSWR = 2.6. Sementara, the measurement results of LNA circuit with dual-stub matching has better output, namely the gain (S_{21}) = 5.97 dB, input reflection coefficient (S_{11}) = 2.15 dB, VSWR = 1.5. Seen that the LNA with dual-stub matching has a better outcome, increasing the gain due to the use of dual-stub matching, so there is a decrease the reflection coefficient and VSWR.

Keywords : LNA, single-stub Matching, dual-stub matching, return loss, VSWR.

DAFTAR ISI

	Halaman
HALAMAN JUDUL	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	ii
HALAMAN PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR	iv
HALAMAN PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH	v
ABSTRAK	vi
ABSTRACT	vii
DAFTAR ISI	viii
DAFTAR TABEL	xi
DAFTAR GAMBAR	xii
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Tujuan Penulisan	3
1.3 Batasan Masalah	3
1.5 Sistematika Penulisan	3
BAB II LOW NOISE AMPLIFIER ADS-B	5
2.1 Radar dan ADS-B	5
2.1.1 Radar	5
2.1.2 Automatic Dependent Surveillance- Broadcast (ADS-B)	6
2.2 Sistem ADS-B	8
2.3 DC Bias	9
2.3.1 Pengertian Titik Kerja	9
2.3.2 Self-Bias Field Effect Transistor (FET)	9
2.3.3 Small Signal Self-Bias Field Effect Transistor (FET)....	11
2.4 <i>Scattering</i> parameter	13
2.4.1 Kestabilan	14
2.4.2 Kestabilan Menggunakan Smith Chart	15
2.5 Gain	17

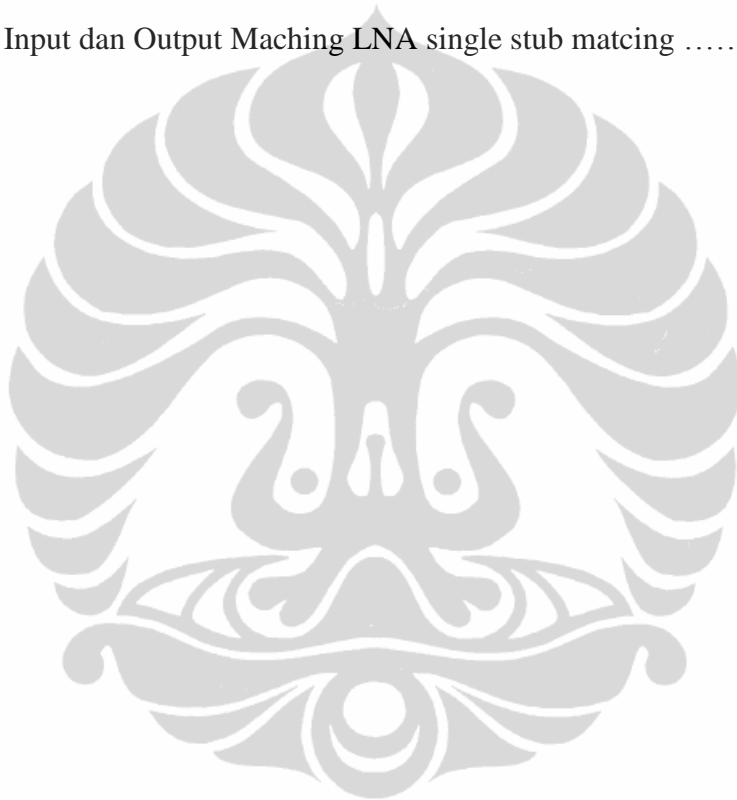
2.6 Return Loss	18
2.7 Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)	18
2.8 Bandwidth	19
2.9 Noise Figure	19
2.9.1 Temal Noise	20
2.9.2 Short Noise	21
2.10 Penyesuaian Impedansi	23
2.10.1 Penyesuaian Impedansi dengan L Network	24
2.10.2 Stub Matching	24
2.11 Microstrip	23
2.11.1 Microstrip Line	31
2.11.2 Stub Matching	24
BAB III PERANCANGAN LOW NOISE	33
3.1 Alur perancangan Low Noise Amplifier	33
3.2 Karakteristik Low Noise Amplifier	34
3.3 Blok Diagram Low Noise Amplifier dan DC Bias	34
3.4 Perancangan LNA dengan Single-stub Matching	36
3.4.1 Perhitungan Nilai Impedansi Masukan dan Keluaran ..	38
3.4.2 Perhitungan Matching Impedance	40
3.4.3 Parameter <i>matching impedance</i>	35
3.5 Perancangan LNA dengan Dual-stub Matching	36
3.5.2 Perhitungan Matching Impedance	40
3.5.3 Parameter <i>matching impedance</i>	35
BAB IV HASIL SIMULASI, PENGUKURAN, DAN ANALISA.....	47
4.1 Hasil Simulasi dan Pengukuran Rangkaian Lengkap LNA	47
4.2 Simulasi (S ₂₁) dan Pengukuran dari LNA	48
4.3 Simulasi Input Return Loss (S ₁₁) dari LNA	49
4.4 Simulasi VSWR dari LNA	51
4.5 Simulasi Noise dari LNA	52
BAB V KESIMPULAN	53
DAFTAR REFERENSI	54

DAFTAR - LAMPIRAN	54
Lampiran 1 Datasheet Transistor	54
Lampiran 2 Rangkaian 1	64
Lampiran 3 Rangkaian 2	65



Daftar Tabel

	Halaman
Tabel 3.1	Spesifikasi LNA yang Dirancang 34
Tabel 3.2	Karakteristik DC bias transistor 35
Tabel 3.3	Parameter setelah ditambahkan resistor 38
Tabel 3.4	Karakteristik DC bias transistor setelah trade-off 39
Tabel 3.5	Input dan Output Matching LNA single stub matcing 42



Daftar Gambar

	Halaman
Gambar 1.1	Gambar 1.1 Sistem peralatan ADS-B [2] 1
Gambar 2.1	Cara kerja radar [1] 5
Gambar 2.2	Cara Kerja ADS-B [1] 7
Gambar 2.3	Sistem kerja ADS-B [2]..... 7
Gambar 2.4	Sistem ADS-B [2] 8
Gambar 2.5	Konfigurasi Self Bias 10
Gambar 3.1	Diagram Alir Perancangan 33
Gambar 3.2	Diagram blok LNA..... 34
Gambar 3.3	Rangkaian dengan DC bias 32
Gambar 3.4	Pemeriksaan DC bias 36
Gambar 3.5	Trade-off Gain dan Kestabilan 37
Gambar 3.6	Rangkaian LNA dengan single-stub matching transmission line 41
Gambar 3.7	Rangkaian LNA single-stub matching microstrip 43
Gambar 3.8	Rangkaian LNA dual-stub matching 44
Gambar 3.9	Rangkaian LNA dual-stub matching microstrip 45
Gambar 4.1	Pengukuran Kinerja LNA dengan pengukuran port ganda. ... 47
Gambar 4.2	Perbandingan hasil gain (S_{21}) LNA 48
Gambar 4.3	Perbandingan pengukuran hasil gain (S_{21}) LNA 48
Gambar 4.4	Simulasi Input Return Loss (S_{11}) dari LNA 49
Gambar 4.5	Perbandingan Hasil Input Return Loss (S_{11}) LNA 50
Gambar 4.7	Perbandingan VSWR LNA 51
Gambar 4.7	Perbandingan Pengukuran VSWR LNA 51
Gambar 4.7	Perbandingan Noise LNA 51

LNA digunakan untuk menguatkan sinyal dengan nilai noise yang tetap kecil. Beberapa pertimbangan utama dalam desain LNA diantaranya stabilitas (K), gain, bandwidth (BW), noise figure (NF), bias DC, *return loss* dan voltage standing wave ratio (VSWR). Semua faktor tersebut sangat berkaitan dengan komponen transistor yang digunakan [3][4]. Semetara itu, nilai *return loss* dan VSWR dapat ditekan dengan mengoptimasi *matching* impedansinya[4][5]. Nilai *return loss* dan VSWR menjadi sangat penting karena sinyal radar yang diterima memiliki power yang kecil [2][6].

Beberapa perancangan LNA yang telah ada diantaranya dilakukan oleh Che Halim [7], yang merancang LNA pada frekuensi 5-6 GHz, dengan nilai *input/output return loss* < -10 dB. Gain = 17 dB and NF = 1,16 dB. LNA ini menggunakan rangkaian *matching* berupa komponen *lumped*.

Sementara itu, Mashury Wahab [8], merancang sebuah LNA FM-CW RADAR yang bekerja pada frekuensi 9.370 – 9.430 MHz menggunakan *single-stub matching*. Gain yang dihasilkan sebesar 17.5 dB dengan noise figure 2 dB dan $K > 1$. Akan tetapi rangkaian LNA yang dihasilkan memiliki nilai *return loss* dan VSWR yang tinggi.

Perancangan yang dilakukan oleh Norhapizin [9], membahas tentang LNA untuk aplikasi *wireless* yang menggunakan teknologi $0.15 \mu\text{m GaAs pHEMT}$. LNA dirancang dengan memanfaatkan topologi *cascode* yang menggunakan teknik *feedback* untuk stabilitas yang lebih baik. LNA ini diaplikasikan pada frekuensi 2,4 GHz dengan supply voltage 3 V dan menghasilkan gain 23 dB, dan *return loss* sebesar 12 dB.

Dari berbagai penelitian dengan berbagai metode yang diusulkan [7][8][9], terlihat bahwa nilai gain dan NF sangat dipengaruhi oleh jenis transistor dan DC bias yang digunakan, dan nilai VSWR juga *return loss* dipengaruhi oleh *matching* impedansinya.

Untuk aplikasi radar ADS-B diperlukan LNA yang memiliki gain dan kestabilan yang tinggi dengan NF dan *return loss* yang rendah [1][5]. Untuk memperoleh hal tersebut maka pada penelitian ini dirancang LNA menggunakan transistor FET-NE3210S01 dengan bias DC, $V_{DS} = 12$ V dan $I_D = 10$ mA agar memperoleh gain yang tinggi dengan NF rendah [6]. Sementara itu, digunakan

dual-stub pada rangkaian *matching* impedansinya untuk menurunkan nilai return loss dan VSWR. Karakteristik LNA yang akan dirancang yaitu memiliki frekuensi kerja 1090 MHz, gain > 17 dB, NF < 1, VSWR_{max} = 2, dan return loss < -10 dB [1].

FET-NE3210S01 digunakan agar memperoleh noise yang rendah, selain itu karena sinyal yang diterima memiliki power yang rendah maka diusulkan untuk menerapkan *dualstub* pada *matching* impedansinya sehingga nilai return loss dan VSWR nya rendah.

Perancangan LNA disimulasikan dalam *Advance Design System (ADS)*. Untuk menverifikasi performansi LNA yang di disain, hasil simulasi LNA *dual-stub* yang diperoleh kemudian dibandingkan dengan hasil LNA *single-stub* dengan tetap mempertahankan nilai DC biasanya. Selain perbandingan secara simulasi, juga dilakukan perbandingan secara pengukuran.

1.2 Tujuan Penelitian

Tujuan dari penelitian ini adalah untuk merancang sebuah LNA menggunakan transistor FET-NE3210S01 dengan bias DC, $V_{DS} = 12$ V dan $I_D = 10$ mA. Dengan karakteristik LNA yang akan dirancang yaitu memiliki frekuensi kerja 1090 MHz, BW = 20 MHz, gain > 17 dB, NF < 1, VSWR_{max} < 1,5, dan return loss < -10 dB [1].

1.3 Batasan Masalah

Permasalahan yang dibahas dalam tesis ini berkisar tentang perancangan LNA yang berbasis mikrostrip pada frekuensi 1090 MHz untuk aplikasi pada radar ADS-B.

1.4 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan tesis ini disusun sebagai berikut :

BAB 1 PENDAHULUAN

Menjelaskan latar belakang, tujuan, batasan masalah sistematika penulisan.

BAB 2 LOW NOISE AMPLIFIER

Menjelaskan tentang DC Superimpose dan bias DC, parameter dan kestabilan, rangkaian *impedance matching*, mikrostrip, performansi LNA, dan evaluasi performansi secara statistikal.

BAB 3 PERANCANGAN SIMULASI

Pada bab ini memberikan penjelasan tahapan perancangan LNA, spesifikasi LNA, pemilihan transistor, Bias DC transistor, kestabilan transistor, dan rangkaian *impedance matching*.

BAB 4 HASIL SIMULASI dan ANALISA PENGUKURAN

Memberikan penjelasan analisa kinerja LNA, analisa kesalahan pabriksi.

BAB 5 KESIMPULAN

Pada bab ini berisi kesimpulan hasil perancangan LNA.



BAB 2

LOW NOISE AMPLIFIER ADS-B

2.1 Radar dan ADS-B

Semua pesawat terbang harus dilengkapi dengan sistem navigasi agar pesawat tidak tersesat dalam melakukan penerbangan. Instrument navigasi pada kokpit pesawat memberikan berbagai informasi untuk sistem navigasi mulai dari informasi tentang arah dan ketinggian pesawat.

2.1.1 Radar

Radio Detection and Ranging (Radar) menggunakan gelombang radio untuk sebagai media untuk pendeteksian. Jika gelombang yang dipancarkan mengenai benda (dalam hal ini adalah pesawat) maka akan berbalik arah, dan waktu yang diperlukan untuk kembali lewat alat penerima dapat mengetahui informasi jarak, kecepatan, arah, dan ketinggian pesawat tersebut seperti yang terlihat pada gambar 2.1. Terdapat dua jenis radar, apabila dilihat dari cara kerjanya :

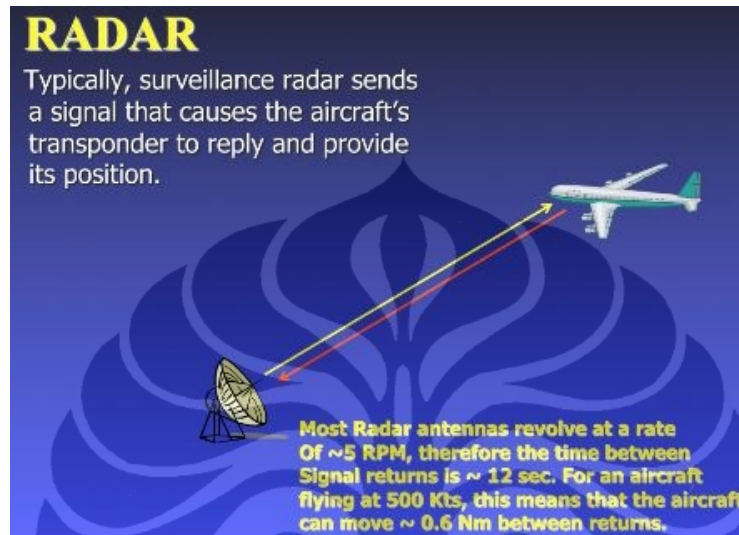
a. Primary Surveillance Radar (PSR)

PSR merupakan peralatan untuk mendeteksi dan mengetahui posisi dan data target yang ada di sekelilingnya secara pasif, dimana pesawat tidak ikut aktif jika terkena pancaran sinyal RF radar primer. Pancaran tersebut dipantulkan oleh badan pesawat dan dapat diterima di system penerima radar.

b. Secondary Surveillance Radar (SSR)

SSR merupakan peralatan untuk mendeteksi dan mengetahui posisi dan data target yang ada di sekelilingnya secara aktif, dimana pesawat ikut aktif jika menerima pancaran sinyal RF radar sekunder. Pancaran radar ini berupa pulsa-pulsa mode, pesawat yang dipasang transponder, akan menerima pulsa-pulsa tersebut dan akan menjawab berupa pulsa-pulsa code ke system penerima radar. Hal ini akan memberikan keakuratan terhadap lokasi pesawat daripada hanya mengandalkan gelombang radar semata.

Transponder di pesawat memiliki beberapa mode. Mode-A dapat memberikan informasi digit identifikasi pesawat yang selalu di-update oleh pilot saat terbang berdasarkan instruksi ATC. Mode-C dapat memberikan informasi ketinggian dengan data dari altimeter pesawat.

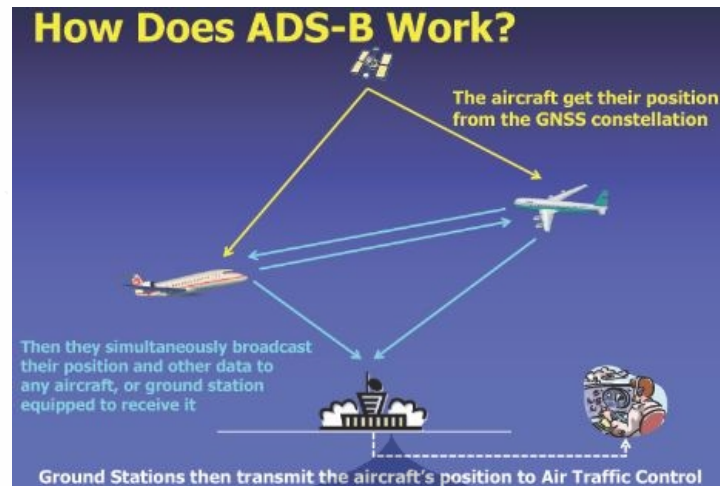


Gambar 2.1 Cara kerja radar [1]

Mode-S termasuk Mode-S Extended Squitter/ES memberikan informasi identifikasi setiap pesawat. Mode-S berbeda dengan lainnya karena selalu aktif memancarkan sinyal identifikasi berfrekuensi 1090 MHz, ia juga memberikan informasi kondisi terbang pada masing-masing pesawat. Mode ini lah yang dipakai untuk pengembangan piranti pencegah tabrakan antar pesawat Traffic Alert and Collision Avoidance System (TCAS).

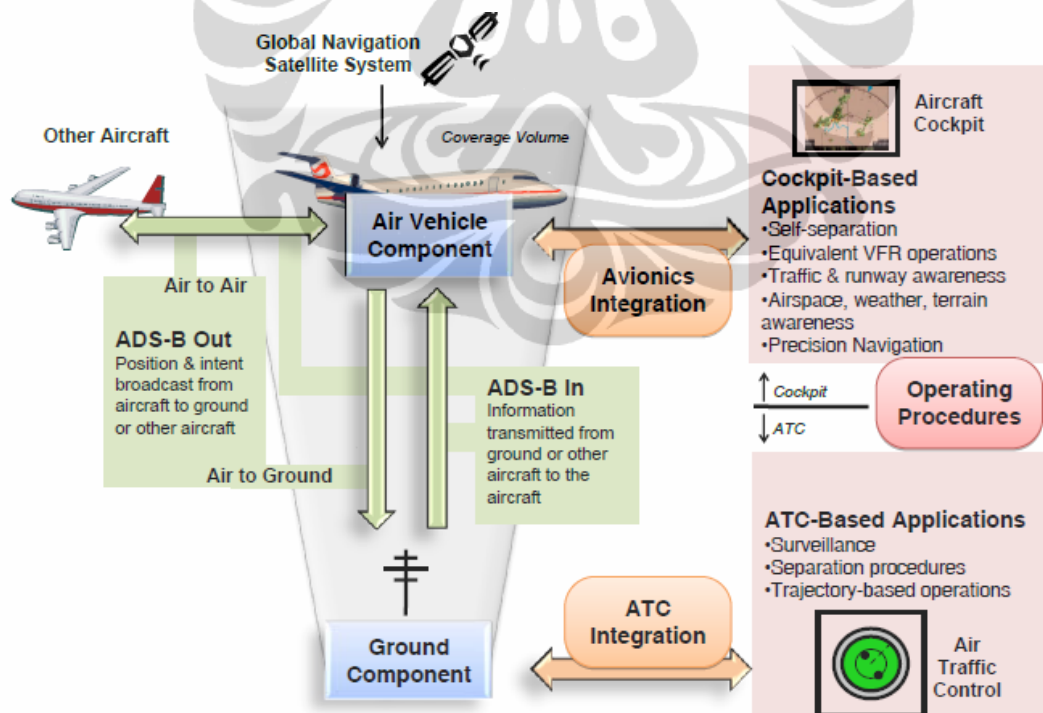
2.1.2 Automatic Dependent Surveillance- Broadcast (ADS-B)

Automatic Dependent Surveillance- Broadcast seperti namanya adalah teknologi pendeteksi dimana setiap pesawat lewat transponder yang dimiliki memancarkan dua kali dalam tiap detik informasi ketinggian, posisi, kecepatan, arah, dan informasi lainnya ke stasiun darat dan pesawat lainnya. Informasi ini didapat dari informasi Global Positioning System (GPS) atau GNSS dapat pula dari Flight Management System (FMS) yang ada di pesawat masing-masing seperti terlihat pada Gambar 2.2.



Gambar 2.2 Cara Kerja ADS-B [1]

Setiap pesawat memancarkan sinyal data-data kondisi penerbangan yang dibantu satelit GPS/GNSS, via transponder yang dimiliki dan ditangkap station base darat untuk diteruskan ke ATC. ADS-B juga dapat memberikan informasi tambahan lainnya seperti kondisi cuaca dan informasi ruang udara lewat link yang ada.



Gambar 2.3 Sistem kerja ADS-B [2]

Informasi yang menuju ke stasiun darat ini disebut ADS-B Out yang hasilnya dapat dilihat berupa output layaknya melihat layar lalu lintas udara pada

return loss dan VSWR menjadi sangat penting karena sinyal radar yang diterima memiliki power yang kecil [2].

Untuk aplikasi radar ADS-B diperlukan LNA yang memiliki gain dan kestabilan yang tinggi dengan NF dan return loss yang rendah [1][5].

2.3 DC Bias

Rangkaian penguat (*amplifier*) dapat melipatgandakan sinyal *input AC* yang kecil disebabkan karena rangkaian tersebut mendapatkan tegangan DC dari luar. Oleh karena itu setiap analisis maupun perencanaan rangkaian penguat terdapat dua komponen, yaitu *AC* dan *DC*. Melalui teori *superposisi*, kondisi *level DC* dan *AC* dapat dipisahkan. *Level DC* dari suatu rangkaian menentukan titik kerja transistor yang digunakan. Ada dua pertimbangan utama dalam merancang suatu rangkaian *DC bias*, yaitu :

1. Rangkaian *bias* harus dapat memberikan kestabilan yang tidak berpengaruh terhadap perubahan parameter *device* dan suhu.
2. Rangkaian *bias* harus mampu mengisolasi dari frekuensi tinggi sehingga arus frekuensi tinggi tidak mengalir ke dalam rangkaian bias.

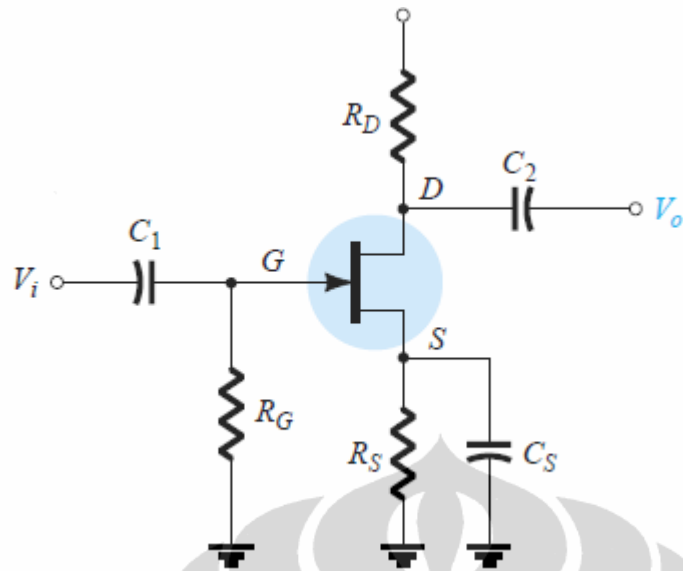
2.3.1 Pengertian Titik Kerja

Dalam penguat transistor *level* tegangan dan arus yang tetap tersebut akan menempatkan suatu titik kerja pada kurva karakteristik sehingga menentukan daerah kerja transistor. Oleh karena titik kerja merupakan titik yang tetap dalam kurva karakteristik, maka biasanya disebut dengan titik-Q (*Quiescent Point*).

2.3.2 Self-Bias Field Effect Transistor (FET)

Transistor dapat bekerja dengan baik pada sebuah titik kerja tertentu apabila diberikan rangkaian bias. Konfigurasi self bias tidak memerlukan dual sumber DC sehingga nilai tegangan pada gate dikontrol oleh resistor R_s .

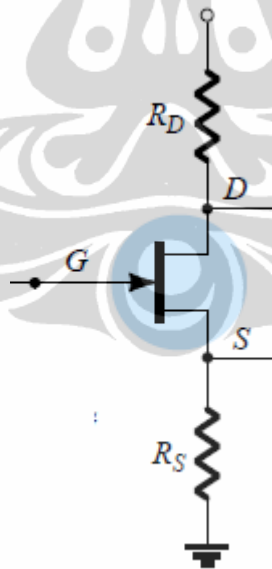
Untuk analisis DC, kapasitor dapat dimisalkan sebagai rangkaian open-circuit. Dan Resistor R_G diganti sebagai short circuit yang sama dengan $I_G = 0$ A untuk memperjelas analisisnya terlihat seperti Gambar 2.5.



Gambar 2.5 Konfigurasi Self Bias

Arus yang melewati R_S merupakan arus I_S , dengan nilai $I_S=I_D$ dan nilai $V_{RS}= I_D R_S$

Karena merupakan *close loop* seperti Gambar 2.6, maka



Gambar 2.6 Konfigurasi Self Bias

$$- V_{GS} - V_{RS} = 0$$

$$V_{GS} = - V_{RS}$$

$$V_{GS} = - I_D R_S$$

(2.1)

Dengan memasukkan persamaan (2.1) ke persamaan Shockley's maka akan menghasilkan persamaan (2.2) :

$$\begin{aligned} I_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \\ &= I_{DSS} \left(1 - \frac{-I_D R_S}{V_P} \right)^2 \\ I_D &= I_{DSS} \left(1 + \frac{I_D R_S}{V_P} \right)^2 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Sehingga persamaan umumnya adalah :

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_S + R_D) \quad (2.3)$$

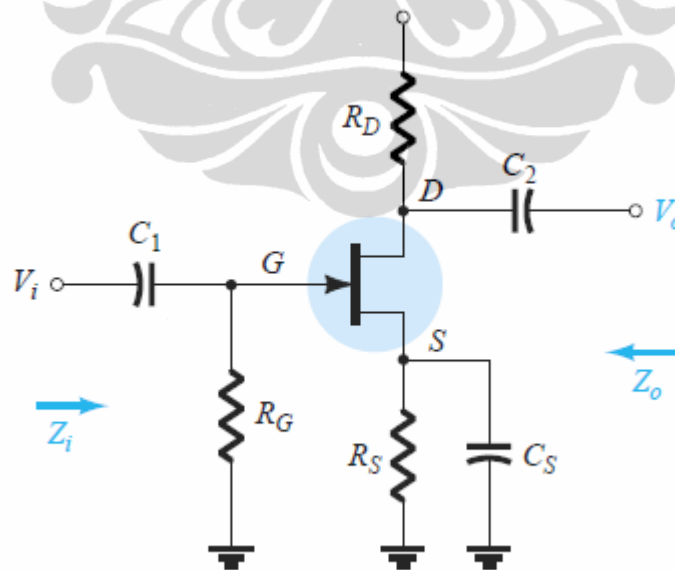
$$V_S = I_D R_S \quad (2.4)$$

$$V_G = 0 \text{ V} \quad (2.5)$$

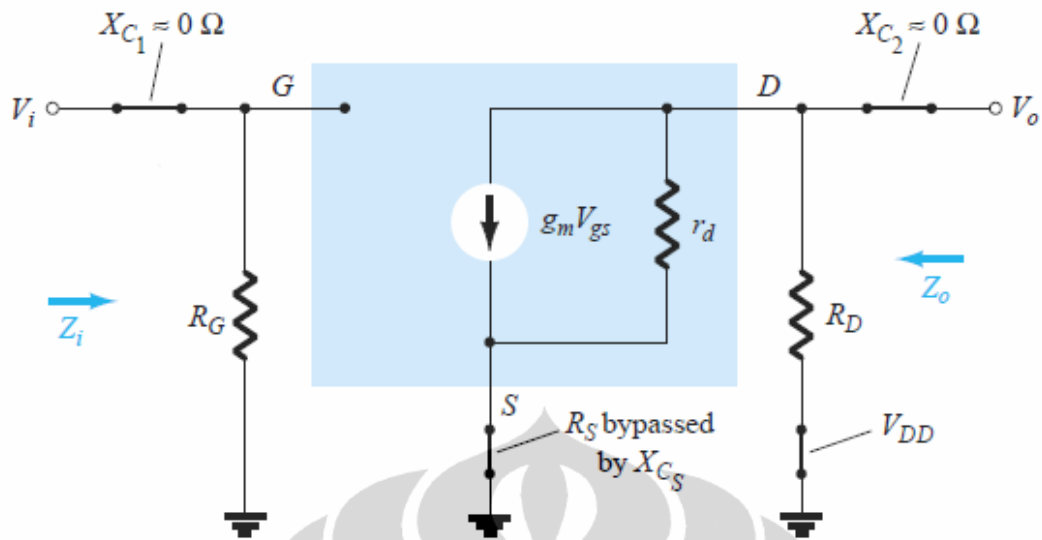
$$V_D = V_{DS} + V_S = V_{DD} - V_{RD} \quad (2.6)$$

2.3.3 Small Signal Self-Bias Field Effect Transistor (FET)

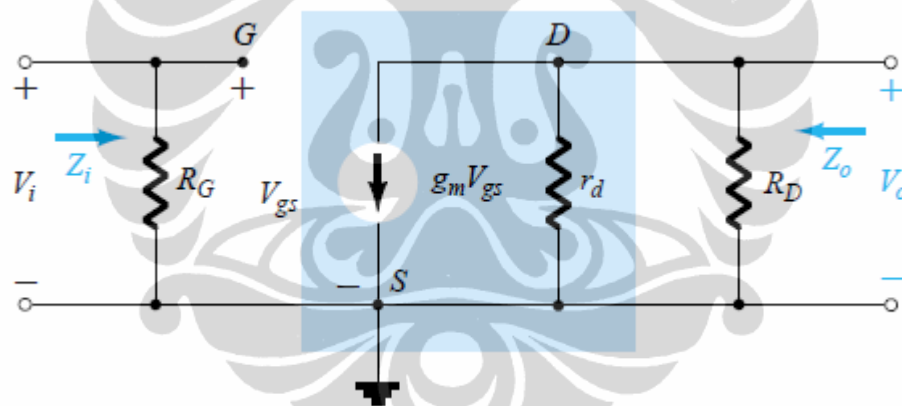
Pendekatan sederhana yang biasa dilakukan untuk menghitung nilai gain yaitu small signal analisis. Seperti yang terlihat pada Gambar 2.7 dan rangkaian equivalentnya terlihat pada Gambar 2.8.



Gambar 2.7 Analisis Small signal



Gambar 2.8 Rangkaian pengganti
Setelah disederhanakan maka akan terlihat seperti Gambar 2.9.



Gambar 2.9 Penyederhanaan rangkaian pengganti

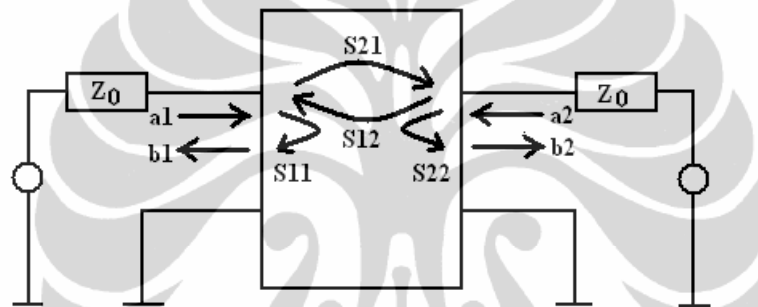
Menurut [13] persamaan yang akan dihasilkan dari rangkaian small signal ini yaitu :

$$\left. \begin{aligned}
 Z_i &= R_G \\
 Z_o &= R_D \\
 A_v &= -g_m R_D
 \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

Tanda negatif berhubungan dengan nilai *phase relation* yang memiliki perbedaan sebesar 180° antara Vi and Vo.

2.4 Scattering parameter

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 rangkain 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*. Diagram alir S-Parameter terlihat pada Gambar 2.10.



Gambar 2.10 Blok S-parameter. [9]

Persamaan matematis untuk rangkaian pada Gambar 2.10 adalah :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

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]

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} & b_1 &= \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \\ a_2 &= \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} & b_2 &= \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

di mana :

E_i = Tegangan datang dalam volt

E_r = Tegangan pantul dalam volt

Dari persamaan (2.10), 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]

$$S \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Masing-masing dari nilai parameter tersebut sesuai persamaan [9] :

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \text{ ketika } a_2 = 0 & S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \text{ ketika } a_1 = 0 \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \text{ ketika } a_2 = 0 & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \text{ ketika } a_1 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

di mana :

S_{11} = Koefisien refleksi masukan

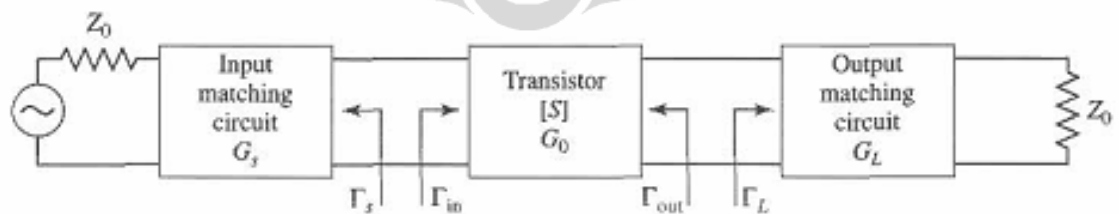
S_{22} = Koefisien refleksi keluaran

S_{12} = Gain transmisi mundur

S_{21} = Gain transmisi maju

2.4.1 Kestabilan

Single stage microwave transistor dapat dimodelkan seperti rangkaian pada Gambar 2.11 di mana *matching network* digunakan pada dua sisi transistor untuk mentransformasikan impedansi *input* dan *output* Z_0 menjadi impedansi sumber Z_S dan beban Z_L .



Gambar 2.11. *Matching Network* [4]

Pada rangkaian di atas kemungkinan terjadinya osilasi cukup besar jika impedansi *input* atau *output* memiliki bagian real negatif. Hal ini akan mengakibatkan $|\Gamma_{in}| > 1$ atau $|\Gamma_{out}| > 1$. Karena Γ_{in} dan Γ_{out} tergantung pada

rangkaian *matching* sumber dan beban, maka kestabilan *amplifier* juga akan tergantung kepada Γ_S dan Γ_L . Oleh karena itu ada dua jenis kestabilan [9]:

1. *Unconditional stability* (kestabilan tidak tergantung kondisi)
Suatu rangkaian dikatakan *unconditional stabil* jika $|\Gamma_{in} < 1|$ dan $|\Gamma_{out} < 1|$ baik untuk semua pasif *source* maupun impedansi beban.
2. *Conditional stability* (kestabilan tergantung kondisi)
Suatu rangkaian akan *conditional stabil* jika $|\Gamma_{in} < 1|$ dan $|\Gamma_{out} < 1|$ hanya untuk rentang pasif *source* dan impedansi beban tertentu. Sehingga kasus ini memiliki potensi tidak stabil.

Alternative untuk menentukan kestabilan adalah apabila memenuhi persamaan dibawah ini :

Rollet's condition factor [9] :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.12)$$

Delta / determinan S-parameter :

$$|\Delta| < 1$$

$$\mu_{source} = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1$$

$$\mu_{load} = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1$$

2.4.2 Kestabilan Menggunakan Smith Chart

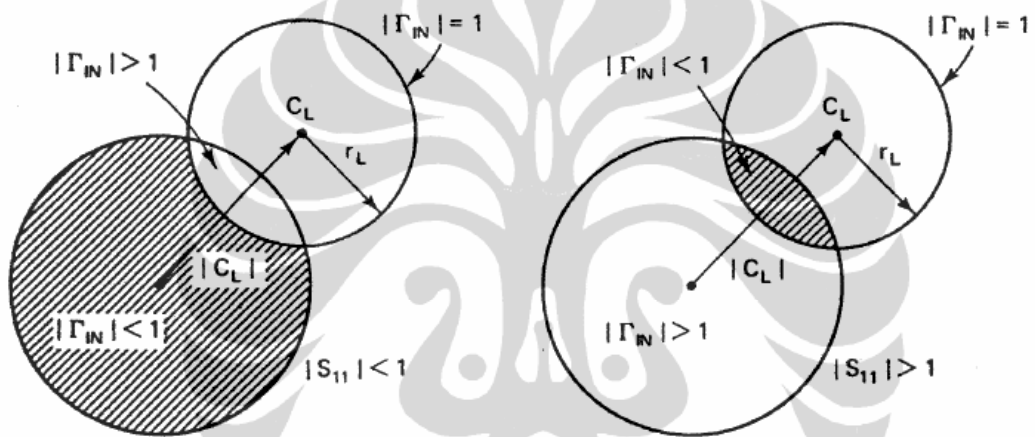
Kestabilan dalam merancang suatu LNA merupakan faktor yang sangat penting karena hal tersebut menentukan apakah suatu sistem tersebut layak digunakan. Di dalam rangkaian *two-port*, osilasi mungkin terjadi apabila koefisien masukan maupun keluaran lebih besar dari satu yang akan mengakibatkan hambatan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

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 |S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \tag{2.13}$$

dan

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{2.14}$$

Persamaan 2.11 dan 2.12 direpresentasikan dalam *circle* pada Smith chart yang disebut *stability circle*. Gambar 2.12 mengilustrasikan *stability circle* pada beban.



Gambar 2.12 *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 :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 |S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

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

2.5 Gain

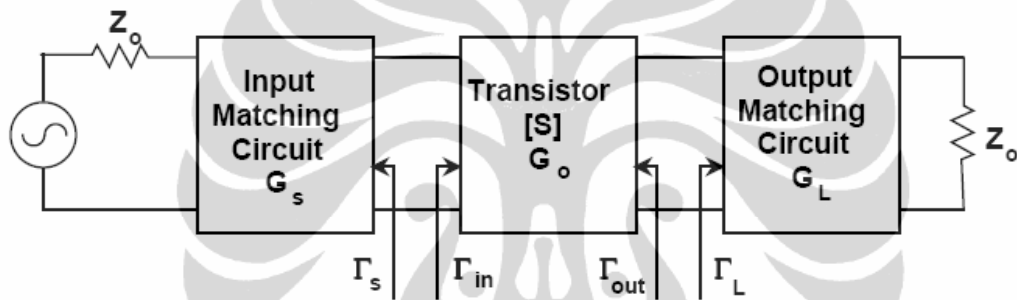
Perbandingan antara sinyal keluaran sistem terhadap sinyal masukan sistem disebut Available Power Gain yaitu Perbandingan antara daya yang tersedia dari rangkaian terhadap daya dari sumber disebut *available power gain*.

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_{in}|^2 |1 - \Gamma_{out}|^2} \quad (2.15)$$

di mana

$$\Gamma_{in} = \frac{S_{11} + S_{21} \Gamma_L}{1 + S_{22} \Gamma_L}$$

Berdasarkan Gambar 2.11, apabila rangkaian *unilateral*, di mana $S_{12} = 0$, maka $\Gamma_{IN} = S_{11}$, $\Gamma_{OUT} = S_{22}$.



Gambar 2.13 Blok rangkaian penguat dengan pembagian *gain*

Sehingga *unilateral transducer power gain* (GTU) berdasarkan persamaan 2.13 adalah : [2]

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_{in}|^2}{|1 - \Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{out}|^2}{|1 - \Gamma_{out}|^2} \quad (2.16)$$

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

$$G_s = \frac{1 - |\Gamma_{in}|^2}{|1 - \Gamma_{in}|^2} \quad \text{Gain input matching} \quad (2.17)$$

$$G_o = |S_{21}|^2 \quad \text{Gain transistor} \quad (2.18)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_{out}|^2}{|1 - \Gamma_{out}|^2} \quad \text{Gain output matching} \quad (2.19)$$

Sehingga :

$$G_{TU} = G_s G_o G_L \quad (2.20)$$

2.6 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]

$$\text{Input return loss} = -S_{11} \text{ (dB)} = -20 \log |S_{11}| \quad (2.21)$$

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

$$\text{Output return loss} = -S_{22} \text{ (dB)} = -20 \log |S_{22}| \quad (2.22)$$

2.7 Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

VSWR adalah perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (*standing wave*) maksimum ($|V|_{\max}$) dengan minimum ($|V|_{\min}$). Pada saluran transmisi ada dua komponen gelombang tegangan, yaitu tegangan yang dikirimkan (V_0^+) dan tegangan yang direfleksikan (V_0^-) [8]. Perbandingan antara tegangan yang direfleksikan dengan tegangan yang dikirimkan disebut sebagai koefisien refleksi tegangan (Γ) [8]:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.23)$$

di mana Z_L adalah impedansi beban (*load*) dan Z_0 adalah impedansi saluran *lossless*. Koefisien refleksi tegangan (Γ) memiliki nilai kompleks, yang merepresentasikan besarnya magnitudo dan fasa dari refleksi. Untuk beberapa kasus yang sederhana, ketika bagian imajiner dari Γ adalah nol, maka:

- a) $\Gamma = -1$: refleksi negatif maksimum, ketika saluran terhubung singkat,
- b) $\Gamma = 0$: tidak ada refleksi, ketika saluran dalam keadaan *matched* sempurna,

- c) $\Gamma = +1$: refleksi positif maksimum, ketika saluran dalam rangkaian terbuka.

Rumus untuk mencari nilai VSWR adalah [8]:

$$S = \frac{|\tilde{V}|_{max}}{|\tilde{V}|_{min}} = \frac{1+|\Gamma_{in}|}{1-|\Gamma_{in}|} \quad (2.24)$$

Kondisi yang paling baik adalah ketika VSWR bernilai 1 ($S = 1$) yang berarti tidak ada refleksi ketika saluran dalam keadaan *matching* sempurna. Namun kondisi ini pada praktiknya sulit untuk didapatkan. Oleh karena itu nilai standar VSWR yang diijinkan untuk fabrikasi antena adalah $VSWR \leq 2$.

2.8 Bandwidth

Bandwidth didefinisikan sebagai jarak dari frekuensi-frekuensi dimana performa (karakteristik-karakteristik) sesuai dengan standar yang ditetapkan. *Bandwidth* suatu LNA juga dapat didefinisikan sebagai rentang frekuensi di mana kinerja LNA yang berhubungan dengan beberapa karakteristik (seperti VSWR, *return loss*) memenuhi spesifikasi standar. Pada LNA, *bandwidth* berdasarkan *return loss*, yaitu rentang frekuensi saat nilai *return loss* < -10 dB. Pada [10] *bandwidth* suatu LNA dilihat dengan cara menarik garis pada -20 dB pada *return loss*nya.

Bandwidth dinyatakan sebagai perbandingan antara frekuensi atas dan frekuensi bawah dalam level yang dapat diterima [8].

$$BW = \frac{f_h - f_l}{f_c} \times 100 \% \quad (2.25)$$

Dengan f_h = frekuensi tertinggi dalam *band* (GHz)
 f_l = frekuensi terendah dalam *band* (GHz)
 f_c = frekuensi tengah dalam *band* (GHz) [8],

$$f_c = \frac{f_h + f_l}{2} \quad (2.26)$$

2.9 Noise Figure (NF)

Noise merupakan masalah bagi setiap system. Bahkan dalam kondisi tanpa adanya sinyal input, *noise* masih tetap akan muncul pada bagian output. Dalam suatu penguat, *noise* pada output merupakan *noise* input yang ditambahkan dengan *noise* yang dibangkitkan oleh penguat itu sendiri. Sinyal yang besar tidak menjamin dapat memberikan sinyal yang baik, jika diikuti dengan *noise* yang besar. *Signal to noise ratio* (S/N atau SNR) menyatakan seberapa besar sinyal dibandingkan dengan *noise* yang timbul. Ada dua sumber *noise* yang utama :

2.9.1 Thermal Noise

Thermal noise atau *johnson noise* merupakan fluktuasi acak dari pergerakan elektron yang dibangkitkan oleh panas dalam suatu penghantar (konduktor). Jika suatu *resistor noise* sama dengan resistor beban, maka rata-rata kuadrat tegangan *thermal* (panas) pada suhu T dengan *bandwidth* B adalah :

$$\overline{V_n^2} = 4KTB R_n \quad (2.27)$$

Dimana :

$$K = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$$

T = temperature absolute (Kelvin)

B = *Bandwidth* (Hertz)

R_n = resistansi noise (Ohm)

Rata – rata kuadrat arus adalah :

$$\overline{I_n^2} = 4KTBG \quad (2.28)$$

Dengan G adalah *konduktansi noise*. Daya *noise* maksimum yang tersedia dari resistor R_n adalah :

$$P_{nmax} = \frac{V_n^2}{4R_n} = KTB \quad (2.29)$$

Daya *noise* adalah sama untuk *bandwidth* yang sama, tanpa memperhatikan frekuensi tengahnya. *Noise* dengan distribusi seperti ini, yang memberikan *noise* yang sama per-unit *bandwidth*, disebut dengan **white noise**.

2.9.2 Shot Noise

Shot noise atau *schottky noise* merupakan fluktuasi jumlah carrier dalam satu arus, dan muncul pada semua piranti aktif. Rata – rata kuadrat arus *shot noise* adalah :

$$\bar{I}_n^2 = 2gI_{dc}B \quad (2.30)$$

Dimana :

$g = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$ (muatan elektron)

I_{dc} = arus DC

B = Bandwidth (Hertz)

Suatu pertimbangan penting dalam merancang suatu penguat adalah *noise figure*. *Noise figure* didefinisikan sebagai perbandingan SNR pada input terhadap SNR output :

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_iN_o}{S_oN_i}$$

Noise figure pada penguat empat terminal adalah :

$$F = F_{min} + \frac{r_n}{g_s} |y_s - y_o|^2 \quad (2.31)$$

Dimana :

F_{min} = *noise figure minimum*, yang merupakan fungsi arus dan frekuensi kerja piranti.

$r_n = R_n/Z_o$ adalah *resistansi noise* yang ternormalisasi

$y_s = g_s + jb_s$ adalah *admitansi sumber* ternormalisasi

$y_o = g_o + jb_o$ adalah *admitansi sumber optimum* ternormalisasi, yang menghasilkan *noise figure minimum*. *Admitansi source* ternormalisasi dapat ditulis dalam bentuk koefisien refleksi sumber Γ_S sebagai :

$$y_s = \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \quad (2.32)$$

Dengan cara yang sama, *admitansi sumber optimum* ternormalisasi dapat dinyatakan sebagai :

$$y_o = \frac{1 - \Gamma_o}{1 + \Gamma_o} \quad (2.33)$$

Dimana Γ_o merupakan koefisien pantul sumber optimum yang menghasilkan *noise figure minimum*. Substitusikan persamaan (2.32) dan (2.33) ke persamaan (2.31) untuk menghasilkan persamaan *noise figure* sebagai [4] :

$$(2.35)$$

Resistansi r_n dapat diperoleh dengan mengukur F untuk kondisi $\Gamma_S = 0$ dengan sumber menggunakan resistansi 50Ω , maka :

$$r_n = (F_{\Gamma_S=0} - F_{min}) \frac{|1 + \Gamma_o|^2}{4|\Gamma_o|^2}$$

Untuk membuat lingkaran *noise figure* untuk suatu nilai *noise figure* tertentu F_i terlebih dahulu perlu didefinisikan parameter suatu *noise figure* N_i sebagai :

$$N_i = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_o|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = \frac{F_i - F_{min}}{4r_n} |1 + \Gamma_o|^2$$

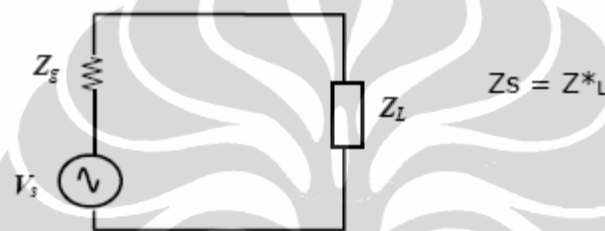
Pusat dan radius lingkaran *noise figure* adalah :

$$C_{F_i} = \frac{\Gamma_o}{1 + N_i} \quad r_{F_i} = \frac{1}{1 + N_i} [N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_S|^2)]^{1/2}$$

$N_i = 0$ terjadi pada saat $\Gamma_i = \Gamma_{min}$ dan pusat lingkaran Γ_{min} dengan radius nol adalah berlokasi di Γ_0 dalam *smithchart*. Pusat lingkaran *noise figure* lainnya terletak di sepanjang vektor koefisien pantul sumber Γ_0 . Jika suatu impedansi sumber yang diberikan terletak di sepanjang lingkaran *noise* tertentu, impedansi tersebut akan menghasilkan *noise figure* tertentu dalam desibel pada titik itu.

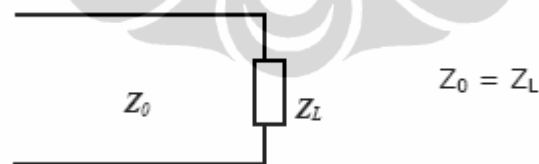
2.10 Penyesuaian Impedansi (*Matching Impedance*)

Sedangkan dalam saluran transmisi, *matching* memiliki pengertian memberikan beban yang sama dengan *impedansi* karakteristik saluran.



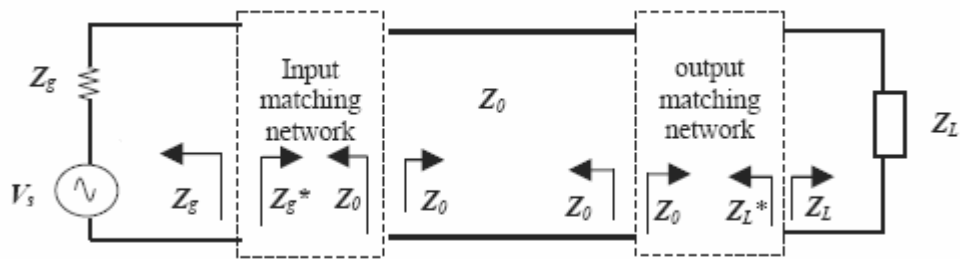
Gambar 2.14. *Conjugate Matching* [2]

Conjugate matching pada umumnya digunakan di bagian sumber. *Matching* ini dapat memaksimalkan daya yang dikirim ke beban, namun tidak meminimalkan pantulan (kecuali jika Z_s bernilai real). Sehingga nilai impedansi beban sama dengan impedansi saluran, seperti pada Gambar 2.14.



Gambar 2.15. *Load Matching* [13]

Pada umumnya *matching* ini digunakan di bagian beban. *Matching* ini mampu meminimalkan pantulan namun tidak memaksimalkan daya yang dikirim, kecuali jika Z_0 bernilai real.



Gambar 2.16. Sistem Saluran Transmisi Yang “Matched” [13]

Rangkaian penyesuaian impedansi umumnya menggunakan komponen reaktif, yaitu kapasitor dan induktor untuk menghindari rugi – rugi.

Penyesuaian impedansi ini diperlukan karena beberapa alasan, diantaranya :

1. Daya yang dikirim ke beban dapat maksimum tanpa adanya rugi – rugi.
2. Penyesuaian impedansi ini dapat memperbaiki SNR dari suatu sistem
3. Penyesuaian impedansi ini pada distribusi daya mampu mengurangi *error* pada amplitudo dan fasa-nya.

2.10.1 Penyesuaian Impedansi dengan *L Network*

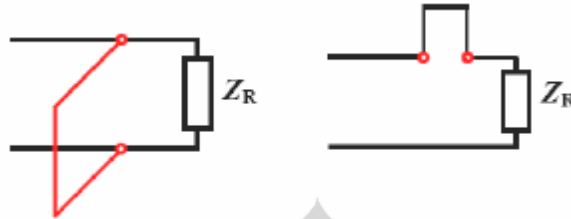
Penyesuaian impedansi dengan elemen *lumped* dapat didisain dengan menggunakan *smith chart*. Rangkaian ini terdiri dari dua elemen reaktif dalam konfigurasi L (satu paralel dan satu seri dengan beban. Dalam penyesuaian ini, terdapat beberapa pilihan yang bisa digunakan, pemilihan dilakukan dengan pertimbangan :

- (a) Memiliki nilai komponen yang mudah direalisasi
- (b) Efek terhadap pem-*bias*-an. Induktor adalah DC *short*, kapasitor adalah DC *block*, yang mempengaruhi *bias* DC pada piranti aktif.
- (c) Pengaruh terhadap stabilitas piranti aktif.

2.10.2 Stub Matching

Penyesuaian impedansi juga dapat dilakukan dengan menyisipkan suatu admitansi imajiner paralel dalam saluran transmisi. Admitansi ini dapat diperoleh

dari potongan suatu saluran transmisi. Teknik *matching* ini disebut dengan *stub matching*. Ujung dari *stub* bisa terbuka atau tertutup, tergantung dari admitansi imajiner yang diinginkan. Dua atau tiga *stub* juga bisa disisipkan pada lokasi tertentu untuk mendapatkan hasil yang lebih baik.



Gambar 2.17. *Stub Matching* [13]

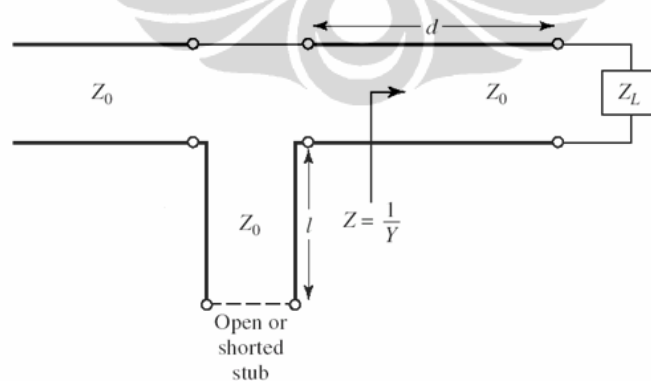
a. Single Stub Matching

Pada *stub matching seri* ini, komponen disisipkan pada jarak d dari beban namun secara seri (Gambar 2.17). Karena melibatkan rangkaian seri maka analisisnya lebih mudah menggunakan *admitansi*. Sehingga persamaan [4] pada beban setelah dirubah ke dalam bentuk *admitansi* adalah :

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} = G_L + jB_L \quad (2.35)$$

Nilai *admitansi* Y dari mulai beban sampai *stub* atau di sepanjang d adalah [4]

$$Y = Y_o \frac{(G_L + jB_L) + jY_o t}{Y_o + j(G_L + jB_L)t} \quad (2.36)$$



Gambar 2.18. *Stub Matching Seri* [4]

Dimana $t = \tan\beta d$ dan $Y_o = 1/Z_o$. Nilai *impedansi* berada pada titik berikut ini

$$Z = R + jX = \frac{1}{Y}$$

$$Y = G + jB$$

Dimana nilai

$$R = \frac{G_L(1 + t^2)}{G_L^2 + (B_L + Y_o t)^2} \quad (2.37)$$

$$X = \frac{G_L^2 t - (Y_o - t B_L)(B_L + t Y_o)}{Y_o [G_L^2 + (B_L + Y_o t)^2]} \quad (2.38)$$

Jarak d ditentukan untuk membuat agar nilai $R = Z_o = 1/Y_o$, sehingga persamaan (2.37) menjadi

$$Y_o(G_L - Y_o)t^2 - 2B_L Y_o t + (G_L Y_o - G_L^2 - B_L^2) = 0$$

Dari persamaan diatas dapat diperoleh persamaan t [4] :

$$t = \begin{cases} \frac{B_L \pm \sqrt{G_L [(Y_o - G_L)^2 + B_L^2]}/Y_o}{G_L - Y_o} & ; \text{ untuk kondisi } G_L \neq Y_o \\ \frac{-B_L}{2Y_o} & ; \text{ untuk kondisi } G_L = Y_o \end{cases} \quad (2.39)$$

Setelah mendapatkan nilai t , maka kita dapat mencari nilai d dengan persamaan berikut [4] :

$$d = \begin{cases} \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} t & ; \text{ untuk kondisi } t \geq 0 \\ \frac{\lambda}{2\pi} (\pi + \tan^{-1} t) & ; \text{ untuk kondisi } t < 0 \end{cases} \quad (2.40)$$

Sedangkan panjang stub (l) ditentukan untuk mendapatkan nilai reaktansi X . Reaktansi ini bernilai negative terhadap reaktansi dari stub ($X = -X_S$). Maka panjang stub dapat ditentukan dengan persamaan [4] :

Pada saat *short – circuit stub*

$$l_s = \begin{cases} \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{X_s}{Z_o} \right) = \frac{-\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{X}{Z_o} \right) & ; \text{ untuk kondisi } X \leq 0 \\ \frac{-\lambda}{2\pi} \left[\pi + \tan^{-1} \left(\frac{X}{Z_o} \right) \right] & ; \text{ untuk kondisi } X > 0 \end{cases} \quad (2.41)$$

Pada saat *open-circuit stub*

$$l_s = \begin{cases} \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Z_o}{X} \right) & ; \text{ untuk kondisi } X \geq 0 \\ \frac{\lambda}{2\pi} \left[\pi + \tan^{-1} \left(\frac{Z_o}{X} \right) \right] & ; \text{ untuk kondisi } X < 0 \end{cases} \quad (2.42)$$

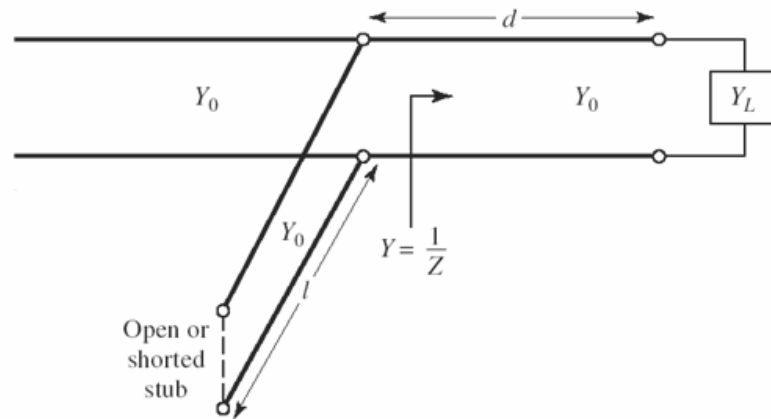
b. Dual Stub Matching

Karena melibatkan rangkaian paralel maka perhitungannya lebih mudah kalau dilakukan dalam admitansi. Pada *stub matching parallel* ini, komponen disisipkan pada jarak d dari beban. Persamaan impedansi beban [4] adalah :

$$Z_L = \frac{1}{Y_L} = R_L + jX_L \quad (2.43)$$

Nilai impedansi Z dari mulai beban sampai stub atau di sepanjang d adalah

$$Z = Z_o \frac{(R_L + jX_L) + jZ_o t}{Z_o + j(R_L + jX_L)t} \quad (2.44)$$

Gambar 2.19. *Stub Matching Parallel* [4]

Dimana $t = \tan \beta d$ dan $Y_0 = 1/Z_0$. Nilai impedansi [4] berada pada titik berikut ini

$$Y = G + jB = \frac{1}{Z}$$

$$Z = R + jX$$

Dimana nilai

$$G = \frac{R_L(1 + t^2)}{R_L^2 + (X_L + Z_0 t)^2} \quad (2.45)$$

$$B = \frac{R_L^2 t - (Z_0 - tX_L)(X_L + tZ_0)}{Z_0[R_L^2 + (X_L + Z_0 t)^2]} \quad (2.46)$$

Jarak d ditentukan untuk membuat agar nilai $G = Y_0 = 1/Z_0$, sehingga persamaan (2.45) menjadi

$$Z_0(R_L - Z_0)t^2 - 2X_L Z_0 t + (R_L Z_0 - R_L^2 - X_L^2) = 0$$

Dari persamaan diatas dapat diperoleh persamaan t [4] :

$$t = \begin{cases} \frac{X_L \pm \sqrt{R_L [(Z_0 - R_L)^2 + X_L^2]/Z_0}}{R_L - Z_0} & ; \text{ untuk kondisi } R_L \neq Z_0 \\ \frac{-X_L}{2Z_0} & ; \text{ untuk kondisi } R_L = Z_0 \end{cases} \quad (2.47)$$

Setelah mendapatkan nilai t , maka kita dapat mencari nilai d dengan persamaan [4] berikut :

$$d = \begin{cases} \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} t & ; \text{ untuk kondisi } t \geq 0 \\ \frac{\lambda}{2\pi} (\pi + \tan^{-1} t) & ; \text{ untuk kondisi } t < 0 \end{cases} \quad (2.48)$$

Sedangkan panjang stub (l) ditentukan untuk mendapatkan nilai reaktansi X . Reaktansi ini bernilai negative terhadap reaktansi dari stub ($B = -B_s$). Maka panjang stub dapat ditentukan dengan persamaan [4] :

Pada saat short – circuit stub :

$$l_s = \begin{cases} \frac{-\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_o}{B_s} \right) = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_o}{B} \right) & ; \text{ untuk kondisi } B \geq 0 \\ \frac{\lambda}{2\pi} \left[\pi + \tan^{-1} \left(\frac{Y_o}{B} \right) \right] & ; \text{ untuk kondisi } B < 0 \end{cases} \quad (2.49)$$

Pada saat open-circuit stub :

$$l_s = \begin{cases} \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B_s}{Y_o} \right) = \frac{-\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B}{Y_o} \right) & ; \text{ untuk kondisi } B \leq 0 \\ \frac{-\lambda}{2\pi} \left[\pi + \tan^{-1} \left(\frac{B}{Y_o} \right) \right] & ; \text{ untuk kondisi } B > 0 \end{cases} \quad (2.50)$$

Nilai d dan l pada single stub baik yang seri maupun yang parallel juga dapat ditentukan dengan menggunakan smith chart.

Apabila dilakukan perhitungan manual, maka Untuk rangkaian penyesuaian masukan, perancangan ini memerlukan transformasi 50Ω ke bentuk admitansi sumber Y_s . Sehingga diperoleh impedansi karakteristik sesuai dengan persamaan di bawah ini. [2]

$$Y_s = \frac{1}{50} \left[\frac{1}{Z_{in}} \right] \quad (2.51)$$

Untuk LNA : Z_{in} nilai-nilai tersebut terdapat pada *datasheet* transistor atau dapat diperoleh melalui simulasi.

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

$$Y_L = \frac{1}{50} \left[\frac{1}{Z_{out}} \right] \quad (2.52)$$

Dimana nilai :

$$Z_{in} = \frac{S_{12} S_{21}}{1 - S_{11} S_{22}}$$

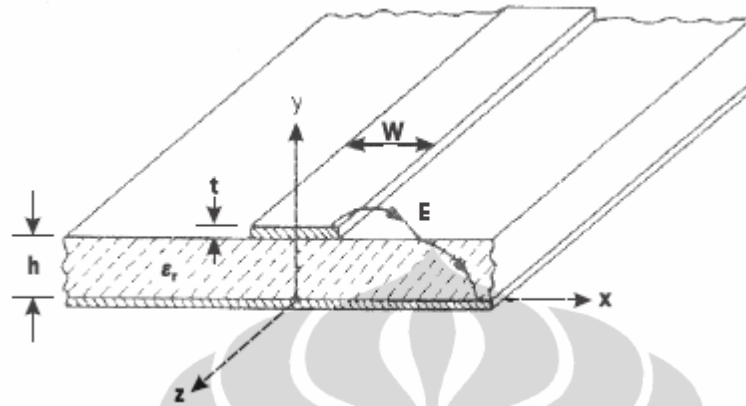
2.11 Microstrip

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 rangkaian yang bekerja pada frekuensi RF karena lebih mudah dalam pabrikasinya dan *losses* yang ditimbulkan relatif lebih kecil jika dibandingkan dari rangkaian lumped [4].

Pada saat ukuran *microstrip* di kurangi sehingga dimensinya menjadi lebih kecil dibandingkan dengan panjang gelombang, maka mikrostrip dapat digunakan sebagai elemen lumped. Parameter yang penting dalam merancang *transmission line* adalah karakteristik impedansi (Z_0), efektif *dielektrik konstan* (ϵ_{re}), *Atenuasi* (α), *discontinuity reaktansi*, frekuensi dispersi, eksitasi gelombang pada permukaan, dan radiasi.

2.11.1 Mikrostrip line

Bentuk geometri mikrostrip tampak seperti Gambar dibawah ini.



Gambar 2.53 Bentuk geometri dari mikrostrip

Hubungan antara lebar dan tebal (W/h) dengan nilai Z_0 dan dielektrik konstantanya ϵ_r dapat diperoleh melalui pers (2.53) di bawah ini [4]:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{untuk } (W/h < 2) \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & (W/h > 2) \end{cases} \quad (2.53)$$

dimana :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.54)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.55)$$

Sedangkan untuk mengetahui nilai Z_0 apabila diketahui perbandingan lebar dan tebal (W/h) dapat diperoleh melalui pers sebagai berikut [4].

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{untuk } (W/h \leq 1) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]} & \text{untuk } (W/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.56)$$

dimana :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.57)$$

Sementara itu, untuk mengetahui panjang mikrostrip (L) apabila telah diketahui nilai (W/h) dan panjang elektrik (βl), maka panjang mikrostrip memenuhi pers [4]:

$$L = \frac{(\beta l) \left(\frac{\pi}{180^\circ} \right)}{\sqrt{\varepsilon_e} k_o} \quad (2.58)$$

dimana :

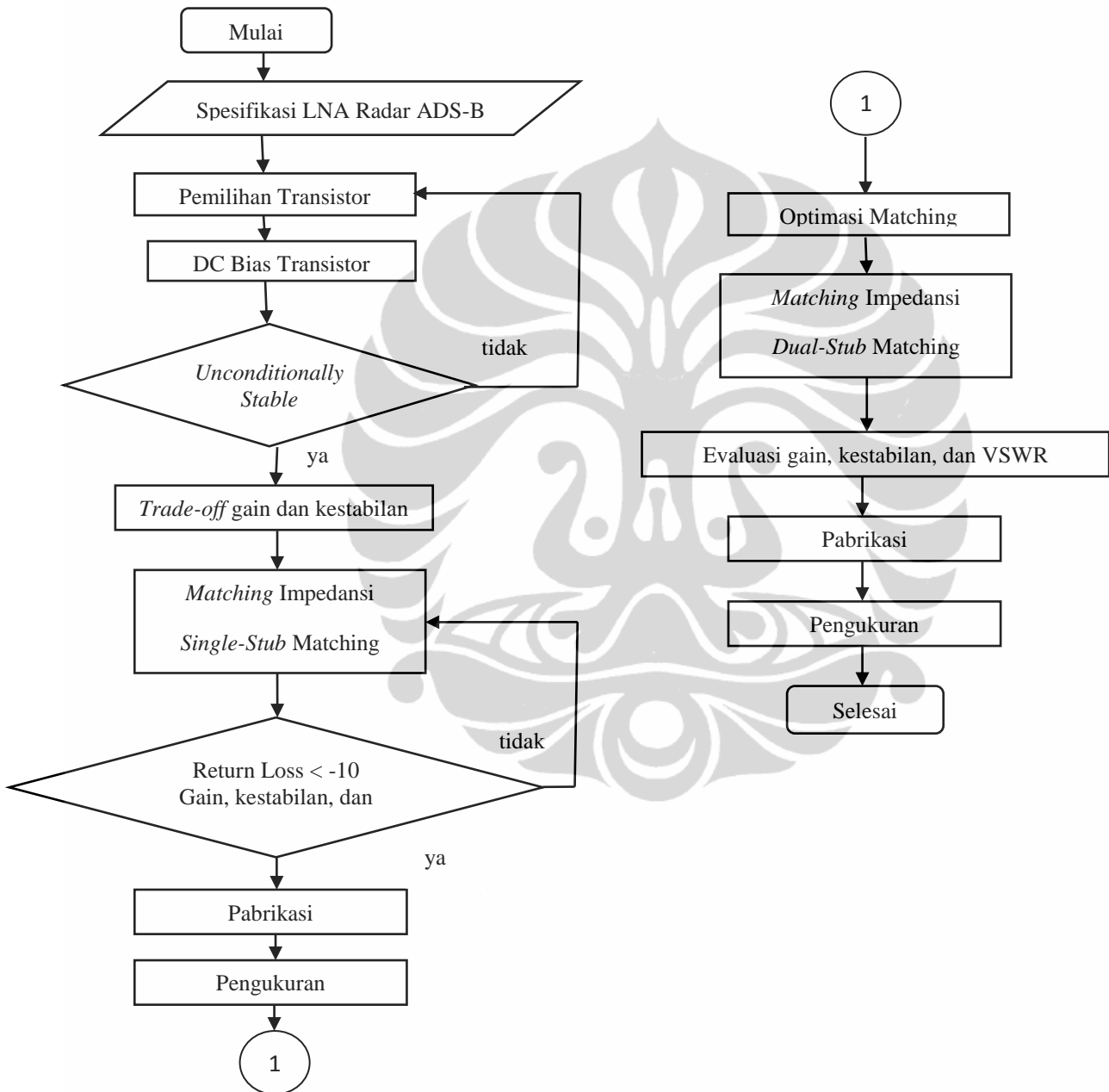
$$k_o = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.59)$$

Nilai maksimum *error* pada pers diatas kurang dari 1%. Sehingga sangat bermanfaat untuk proses pabrikasi [4].

BAB 3 PERANCANGAN LOW NOISE AMPLIFIER

3.1 Alur perancangan Low Noise Amplifier

Diagram alir perancangan LNA adalah sebagai berikut :



Gambar 3.1 Diagram Alir Perancangan

3.2 Karakteristik Low Noise Amplifier

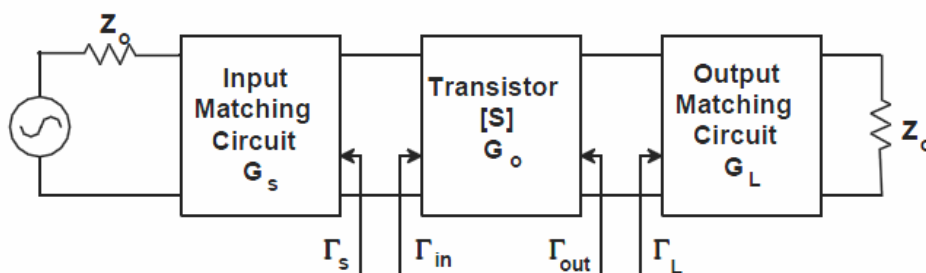
Noise figure dan gain merupakan hal yang sangat penting dalam perancangan LNA. Oleh karena itu diperlukan suatu metode agar dicapai gain yang tinggi dan derau (noise) yang serendah-rendahnya. Dengan menggunakan simulasi S-Parameter pada perangkat lunak (software) ADS (Advanced Design System), optimasi dari LNA untuk mencapai spesifikasi yang disyaratkan dapat diperoleh dengan mudah, dan lebih akurat. Spesifikasi dari LNA yang akan dirancang bekerja pada frekuensi kerja 1090 MHz untuk aplikasi radar ADS-B secara lengkap dapat dilihat pada Tabel 3.1.

Tabel 3.1 Spesifikasi LNA yang Dirancang

Karakteristik LNA		Nilai
Frekuensi		1090 MHz
Gain		> 30 dB
Noise Figure		< 1 dB
VSWR		1 – 2
Input return of Loss		< -10 dB
Output return of Loss		< -10 dB
<i>Low Power Supply</i>	Supply Voltage (V_{DD})	12 V
	Tegangan Transistor (V_{DS})	2 V
	DC current (I_D)	10 mA

3.3 Blok Diagram Low Noise Amplifier dan DC Bias

Pada perancangan ini, rangkaian LNA dibagi atas beberapa bagian yaitu bagian *input* dan *output matching impedance*, transistor dan bias DC, seperti ditunjukkan pada Gambar 3.2.



Gambar 3.2. Diagram blok LNA

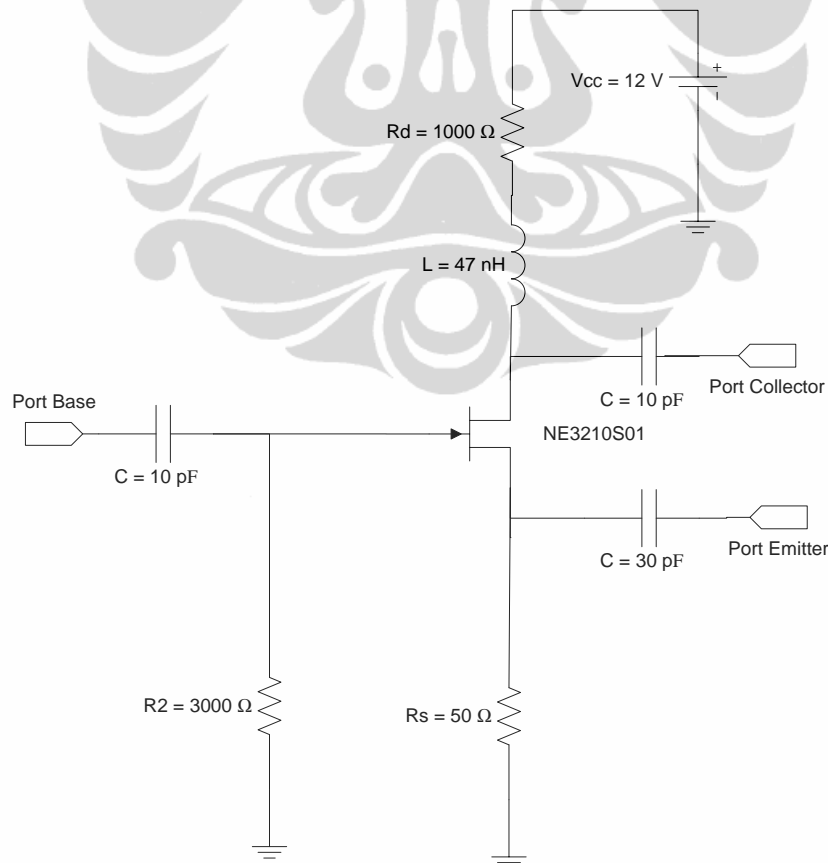
Untuk merancang suatu LNA, tahap pertama adalah memilih transistor sesuai spesifikasi yang disyaratkan. Hal yang harus diperhatikan adalah konsumsi daya yang rendah, noise figure, dan gain. Transistor yang dipilih adalah NE321S01 *super low noise* dengan DC bias $V_{DD} = 12\text{ V}$, $V_{DS} = 2\text{ V}$ dan $I_{DS} = 10\text{ mA}$. Transistor yang sudah dibias kemudian ditambahkan *matching impedance*. Rangkaian *matching impedance* berfungsi untuk memperbaiki *Input Return of Loss (IRL)* dan *Output Return of Loss (ORL)*.

Dengan perhitungan secara pendekatan menggunakan persamaan (2.3) dan (2.6) maka didapatkan komponen yang menghasilkan bias seperti pada Gambar 3.3.

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} \rightarrow R_D = \frac{12 - 2\text{ V}}{10 \cdot 10^{-3}} = 1000\ \Omega$$

$$V_G = 0\text{ V}$$

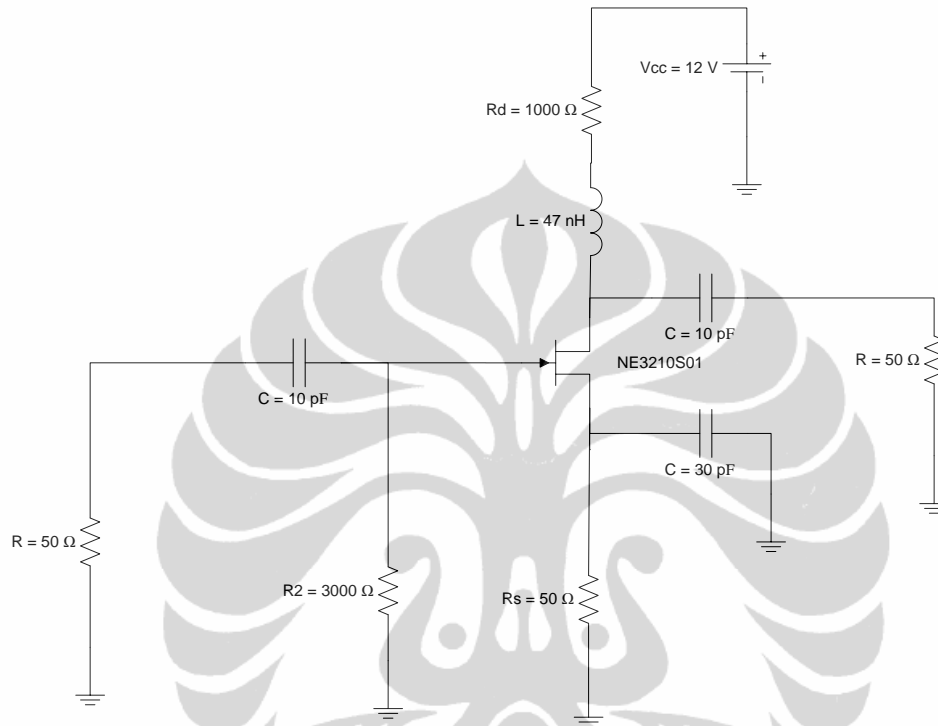
$$R_S = \frac{V_G - V_{GS}}{I_D} \rightarrow R_S = \frac{0 - (-500\text{ mV})}{10 \cdot 10^{-3}} \rightarrow R_S = 50\ \Omega$$



Gambar 3.3. Rangkaian dengan DC bias

3.4 Perancangan LNA dengan *Single-stub Matching*

Setelah menghitung nilai DC bias, hal selanjutnya yaitu memeriksa nilai karakteristik s-parameter, dan kestabilan dari bias tersebut. Simulasi S-Parameter terlihat pada gambar berikut seperti Gambar 3.4 dibawah ini.



Gambar 3.4. Pemeriksaan DC bias

Tabel 3.2 Karakteristik DC bias transistor

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	StabFact1
1.000 GHz	0.990 / -16.296	0.010 / 65.882	3.641 / 175.569	0.668 / -23.790	0.030
1.010 GHz	0.990 / -16.473	0.010 / 65.770	3.647 / 175.200	0.667 / -23.920	0.032
1.020 GHz	0.990 / -16.650	0.010 / 65.657	3.652 / 174.833	0.667 / -24.050	0.033
1.030 GHz	0.990 / -16.827	0.010 / 65.545	3.657 / 174.469	0.666 / -24.180	0.035
1.040 GHz	0.990 / -17.004	0.010 / 65.433	3.662 / 174.108	0.665 / -24.310	0.036
1.050 GHz	0.990 / -17.180	0.010 / 65.320	3.667 / 173.748	0.664 / -24.441	0.038
1.060 GHz	0.990 / -17.357	0.011 / 65.208	3.671 / 173.391	0.664 / -24.572	0.039
1.070 GHz	0.990 / -17.534	0.011 / 65.096	3.676 / 173.037	0.663 / -24.703	0.041
1.080 GHz	0.990 / -17.712	0.011 / 64.983	3.681 / 172.684	0.662 / -24.834	0.042
1.090 GHz	0.990 / -17.889	0.011 / 64.870	3.685 / 172.333	0.661 / -24.966	0.044
1.100 GHz	0.990 / -18.066	0.011 / 64.758	3.690 / 171.985	0.661 / -25.098	0.045
1.110 GHz	0.990 / -18.243	0.011 / 64.645	3.694 / 171.639	0.660 / -25.230	0.047
1.120 GHz	0.990 / -18.421	0.011 / 64.532	3.698 / 171.294	0.659 / -25.362	0.049
1.130 GHz	0.990 / -18.598	0.011 / 64.418	3.703 / 170.952	0.659 / -25.494	0.050
1.140 GHz	0.990 / -18.776	0.011 / 64.305	3.707 / 170.611	0.658 / -25.627	0.052
1.150 GHz	0.990 / -18.953	0.011 / 64.192	3.711 / 170.273	0.657 / -25.760	0.053
1.160 GHz	0.990 / -19.131	0.011 / 64.078	3.715 / 169.936	0.657 / -25.893	0.055
1.170 GHz	0.990 / -19.309	0.011 / 63.964	3.719 / 169.601	0.656 / -26.026	0.057
1.180 GHz	0.990 / -19.487	0.012 / 63.850	3.723 / 169.268	0.655 / -26.160	0.058
1.190 GHz	0.990 / -19.664	0.012 / 63.736	3.727 / 168.936	0.655 / -26.294	0.060
1.200 GHz	0.990 / -19.842	0.012 / 63.621	3.730 / 168.606	0.654 / -26.427	0.062

Dari hasil simulasi, diperoleh karakteristik DC bias transistor pada frekuensi 1090 MHz yaitu :

$$S_{11} = 0,99 \angle 17,89;$$

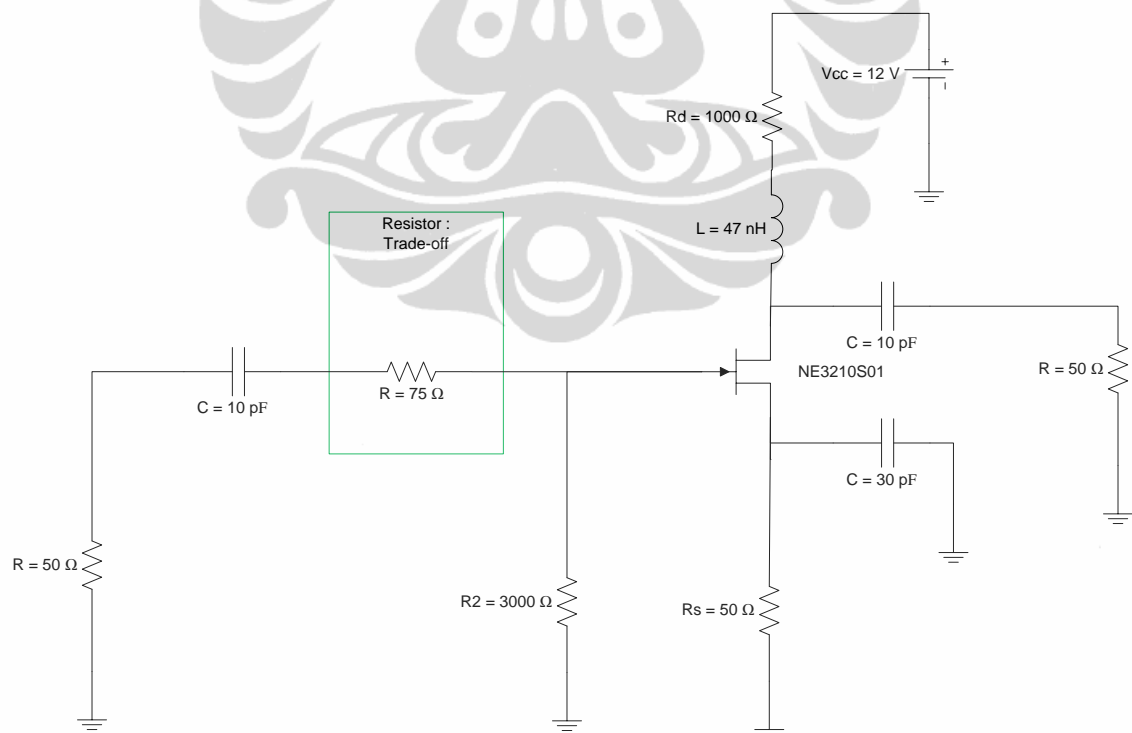
$$S_{12} = 0.011 \angle 4.870 ;$$

$$S_{21} = 3.685 \angle 72.333 ;$$

$$S_{22} = 0.661 \angle 24,966 ; \text{ dan}$$

$$K = 0.044$$

Dari hasil tersebut terlihat walaupun $S_{21} > 1$ namun nilai $K = 0.044 < 1$. Sehingga konfigurasi bias tersebut tidak dapat dipergunakan untuk perancangan LNA karena kondisinya potentially unstable. Untuk itu harus dilakukan trade-off dengan menambahkan resistor seri pada input [3]. Seperti yang terlihat pada Gambar 3.5. Hasil Simulasinya ditunjukkan oleh persamaan 3.6.



Gambar 3.5. Trade-off Gain dan Kestabilan

Tabel 3.3 S-Parameter setelah ditambahkan resistor

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	StabFact1
1.000 GHz	0.948 / -15.605	0.010 / 55.733	3.474 / 165.420	0.663 / -25.998	0.958
1.010 GHz	0.947 / -15.764	0.010 / 55.520	3.476 / 164.950	0.662 / -26.148	0.972
1.020 GHz	0.946 / -15.922	0.010 / 55.307	3.478 / 164.483	0.661 / -26.297	0.985
1.030 GHz	0.945 / -16.080	0.010 / 55.094	3.480 / 164.018	0.660 / -26.447	0.998
1.040 GHz	0.944 / -16.237	0.010 / 54.882	3.482 / 163.557	0.659 / -26.597	1.012
1.050 GHz	0.943 / -16.394	0.010 / 54.670	3.483 / 163.098	0.658 / -26.747	1.025
1.060 GHz	0.942 / -16.551	0.010 / 54.458	3.484 / 162.641	0.657 / -26.897	1.038
1.070 GHz	0.941 / -16.707	0.010 / 54.246	3.486 / 162.187	0.656 / -27.047	1.052
1.080 GHz	0.940 / -16.863	0.010 / 54.035	3.487 / 161.736	0.655 / -27.197	1.065
1.090 GHz	0.939 / -17.019	0.010 / 53.824	3.488 / 161.287	0.654 / -27.347	1.079
1.100 GHz	0.938 / -17.175	0.010 / 53.613	3.489 / 160.840	0.653 / -27.497	1.092
1.110 GHz	0.937 / -17.330	0.010 / 53.402	3.490 / 160.396	0.652 / -27.647	1.106
1.120 GHz	0.936 / -17.484	0.010 / 53.192	3.490 / 159.955	0.651 / -27.797	1.119
1.130 GHz	0.935 / -17.639	0.010 / 52.982	3.491 / 159.515	0.650 / -27.947	1.132
1.140 GHz	0.934 / -17.793	0.011 / 52.772	3.492 / 159.078	0.649 / -28.098	1.146
1.150 GHz	0.933 / -17.946	0.011 / 52.562	3.492 / 158.643	0.648 / -28.248	1.159
1.160 GHz	0.932 / -18.100	0.011 / 52.352	3.492 / 158.210	0.647 / -28.398	1.173
1.170 GHz	0.931 / -18.253	0.011 / 52.143	3.493 / 157.779	0.646 / -28.548	1.186
1.180 GHz	0.930 / -18.405	0.011 / 51.933	3.493 / 157.351	0.645 / -28.699	1.200
1.190 GHz	0.929 / -18.557	0.011 / 51.724	3.493 / 156.924	0.644 / -28.849	1.213
1.200 GHz	0.928 / -18.709	0.011 / 51.515	3.493 / 156.500	0.643 / -28.999	1.227

Dari hasil simulasi, diperoleh karakteristik DC bias transistor pada frekuensi 1090 MHz yaitu :

$$S_{11} = 0,939 \angle -17,019;$$

$$S_{12} = 0.010 \angle 7,019 ;$$

$$S_{21} = 3.488 \angle 61.287 ;$$

$$S_{22} = 0.654 \angle -27,347 ; \text{ dan}$$

$$K = 1,079$$

Dari hasil tersebut terlihat walaupun $S_{21} > 1$ namun nilai $K = 1,079 > 1$. Sehingga konfigurasi bias tersebut dapat dipergunakan untuk perancangan LNA karena kondisinya unconditionally stable.

3.4.1 Perhitungan Nilai Impedansi Masukan dan Keluaran

Selain faktor kestabilan, parameter-parameter lain seperti gain dan noise figure merupakan hal yang sangat penting. Gain yang diinginkan harus yang sebesar-besarnya dengan kestabilan lebih dari 1. Pada Tabel 3.3, Power gain pada frekuensi 1090 MHz sebesar 10,851 dB, dan $\Gamma_{in} = 0.914 \angle -0,651$ sedangkan nilai $K = 1,079$.

Tabel 3.4 Karakteristik DC bias transistor

freq	Sopt	PwrGain1	StabFact1
1.000 GHz	0.919 / 9.795	10.817	0.958
1.010 GHz	0.918 / 9.890	10.822	0.972
1.020 GHz	0.918 / 9.986	10.827	0.985
1.030 GHz	0.917 / 10.081	10.831	0.998
1.040 GHz	0.917 / 10.176	10.835	1.012
1.050 GHz	0.916 / 10.271	10.839	1.025
1.060 GHz	0.916 / 10.366	10.843	1.038
1.070 GHz	0.915 / 10.461	10.846	1.052
1.080 GHz	0.915 / 10.556	10.849	1.065
1.090 GHz	0.914 / 10.651	10.851	1.079
1.100 GHz	0.914 / 10.746	10.854	1.092
1.110 GHz	0.913 / 10.841	10.856	1.106
1.120 GHz	0.913 / 10.936	10.857	1.119
1.130 GHz	0.912 / 11.031	10.859	1.132
1.140 GHz	0.912 / 11.126	10.860	1.146
1.150 GHz	0.911 / 11.221	10.861	1.159
1.160 GHz	0.911 / 11.315	10.862	1.173
1.170 GHz	0.910 / 11.410	10.863	1.186
1.180 GHz	0.910 / 11.505	10.863	1.200
1.190 GHz	0.909 / 11.599	10.863	1.213
1.200 GHz	0.909 / 11.694	10.863	1.227

Rangkaian matching impedance terdiri dari input dan output 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 Γ_S dan koefisien refleksi beban Γ_L . Pada LNA, nilai Y_S bergantung pada nilai :

$$\Gamma_S = \Gamma_{PT}$$

$$\text{Sehingga } \Gamma_S = \Gamma_{PT} = 0.914 \angle 0,651.$$

Berdasarkan persamaan 2.51

$$Y_S = \frac{1}{50} \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S}$$

Apabila dalam bentuk bilangan kompleks, maka nilai :

$$Y_S = 9,064 \cdot 10^{-4} - i 1,86 \cdot 10^{-4}$$

Penentuan nilai admitansi beban Y_L sama halnya dengan persamaan 2.51, namun nilai dari koefisien refleksi beban Γ_L ditentukan oleh persamaan 2.52.

$$\begin{aligned}\epsilon_e &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \\ &= \frac{4,3 + 1}{2} + \frac{4,3 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12(1,6)}{1}}} = 3,017\end{aligned}$$

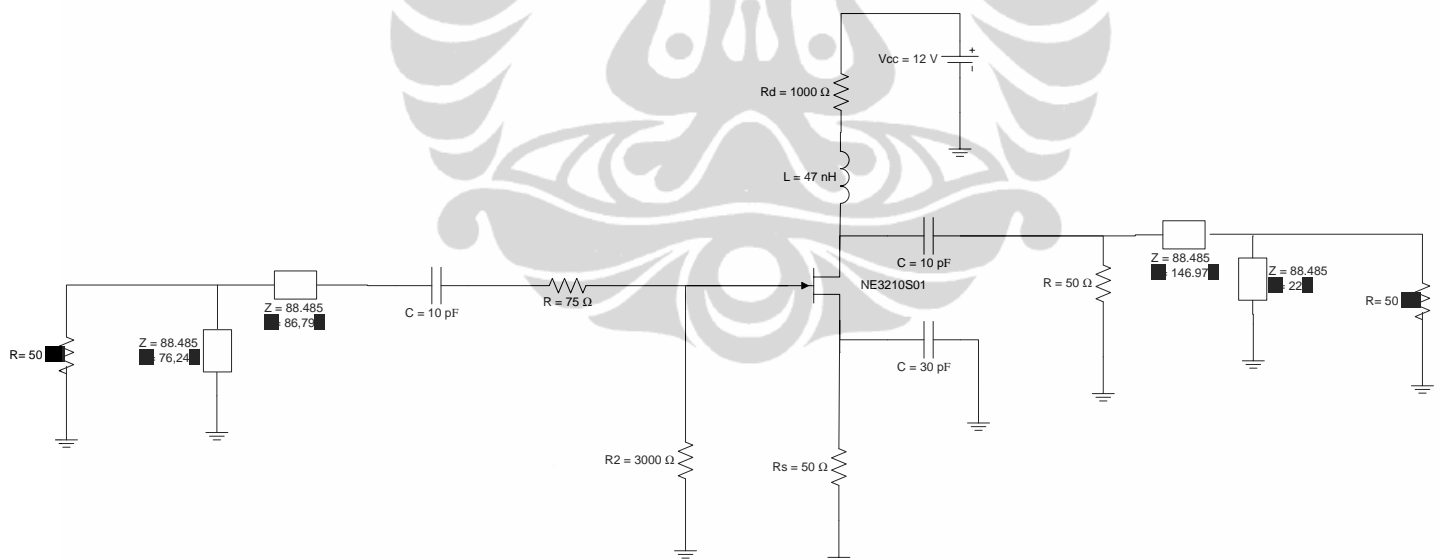
dimana

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) = \frac{60}{\sqrt{3,017}} \ln \left(\frac{8(1,6)}{1} + \frac{1}{4(1,6)} \right) = 88,485$$

Dengan nilai :

$$L = \frac{\left(\frac{\pi}{180^\circ} \right)}{\sqrt{\epsilon_e} k_o} (\beta l) = 4,401 \times 10^{-4} (\beta l)$$

$$\text{dimana } k_o = \frac{2\pi f}{c} = 22,817$$



Gambar 3.6. Rangkaian LNA dengan single-stub matching transmission line

Sehingga pada *transmission line* dengan menggunakan perhitungan manual diperoleh :

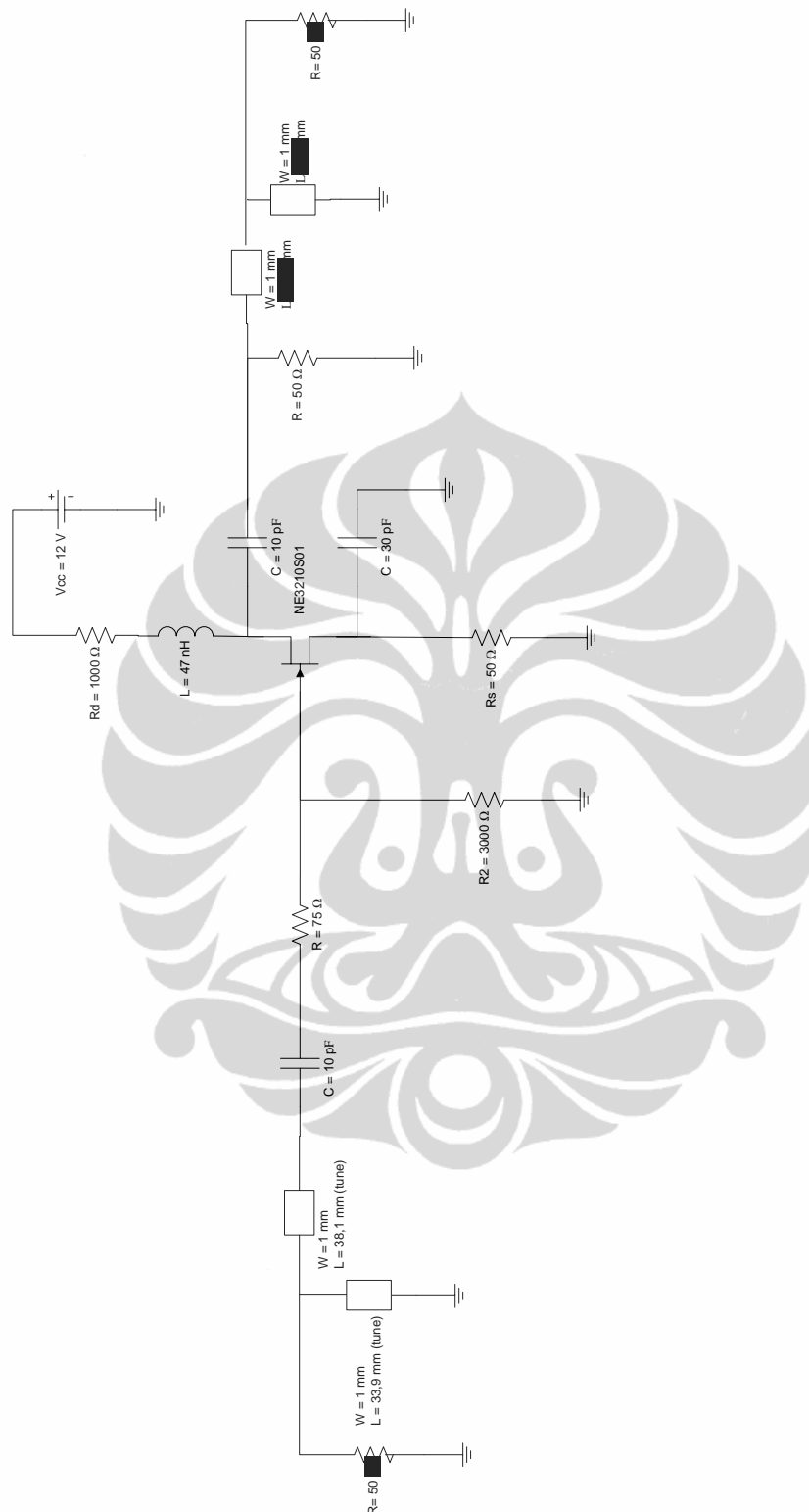
- a. $Z = 88.485$ ohm dan $W = 76,24$ akan menghasilkan $W = 1$ mm dan $L = 33.59$ mm
- b. $Z = 88.485$ ohm dan $W = 86,47$ akan menghasilkan $W = 1$ mm dan $L = 38.1$ mm
- c. $Z = 88.485$ ohm dan $W = 146,94$ akan menghasilkan $W = 1$ mm dan $L = 67,4$ mm
- d. $Z = 88.485$ ohm dan $W = 22,69$ akan menghasilkan $W = 1$ mm dan $L = 10$ mm

Hasil secara lebih lengkap terlihat pada tabel 3.4.

Tabel 3.5 *Input dan Output Matching LNA single stub matcing.*

Matching	Transmission Line		Simulasi		Perhitungan	
	Z (Ω)	W (mm)	W (mm)	L (mm)	W (mm)	L (mm)
Input	88,485	76,24	1	33.59	1	33.5
	88,485	86,47	1	38.1	1	38.01
Output	88,485	146,94	1	67,4	1	67,3
	88,485	22,69	1	10	1	10.1

Rangkaian lengkap dapat dilihat pada Gambar 3.7. Hasil simulasi dan perhitungan tidak menunjukkan perbedaan yang signifikan. Hasil tersebut kemudian di analisa pada Bab 4.



Gambar 3.7. Rangkaian LNA single-stub matching microstrip

3.5 Perancangan Perancangan LNA dengan Dual-stub Matching

Pada bab ini akan dibahas perancangan LNA dengan dual-stub Matching agar power dapat tersalurkan secara optimal.

3.5.1 Perhitungan Matching Impedance

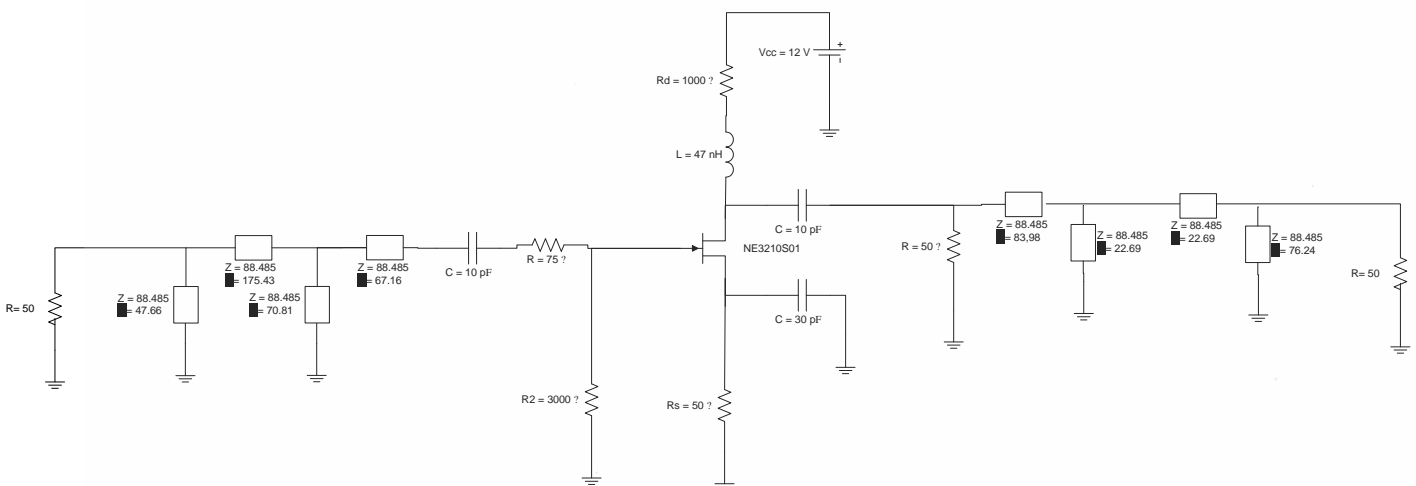
Perbedaan utama dari rangkaian LNA yang diusulkan adalah terdapat multi-stage matching agar nilai VSWR rendah dan inter-stage matching agar penyaluran power antar transistor lebih optimal.

Langkah selanjutnya yaitu perhitungan nilai *matching impedansi* dengan nilai menggunakan :

$$Y_S = 9,064 \cdot 10^{-4} - i 1,86 \cdot 10^{-4} \text{ S atau } Z_S = 211,626 + 434,384 i$$

$$Y_L \text{ [redacted] S atau } Z_L = 100,159 - 54,767 i$$

Perhitungan ini menggunakan *smith-chart* Seperti pada Lampiran 2 sehingga diperoleh nilai panjang transmission line sebesar [redacted] dengan impedansi 50 Ω . Hasilnya terlihat pada Gambar 3.5. Untuk dapat dipabrikasi, maka transmission line tersebut di konversi menjadi microstrip. Semua *transmisi line* matching menggunakan persamaan (2.56) dan [redacted] = 4,3 dengan $W = 1 \text{ mm}$ dan $h = 1,6 \text{ mm}$ sehingga nilai transmission line seperti pada Gambar 3.8 dengan bentuk mickrostrip seperti gambar 3.9.



Gambar 3.8. Rangkaian LNA dual-stub matching

Hasil simulasi dan perhitungan tidak menunjukan perbedaan yang signifikan. Hasil tersebut kemudian di analisa pada Bab 4.



BAB 4 HASIL SIMULASI, PENGUKURAN, DAN ANALISA

4.1 Hasil Simulasi dan Pengukuran Rangkaian Lengkap LNA

Pada bagian ini akan dibahas kinerja dari LNA yang didesain menggunakan software ADS. Rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching tampak pada lampiran 1. Sementara rangkaian LNA dengan dual-stub matching tampak pada lampiran 2. Sementara itu, untuk melihat kinerja amplifier yang telah dipabrikasi, maka diperlukan pengukuran menggunakan spectrum analyser, untuk kemudian dianalisa kinerjanya.

Setelah itu, LNA hasil fabrikasi diukur pada ruang **Lab. Telekomunikasi Anechoic Chamber lantai 4 Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia**. Dengan metode pengukuran seperti yang dijelaskan pada subbab selanjutnya. Ada 3 parameter LNA yang diukur pada penelitian ini, yaitu S_{11} , S_{21} , dan S_{22} . Ketiga parameter LNA dilakukan melalui pengukuran port ganda, karena PA memiliki 2 port yaitu port input (port 1) dan port output (port 2).

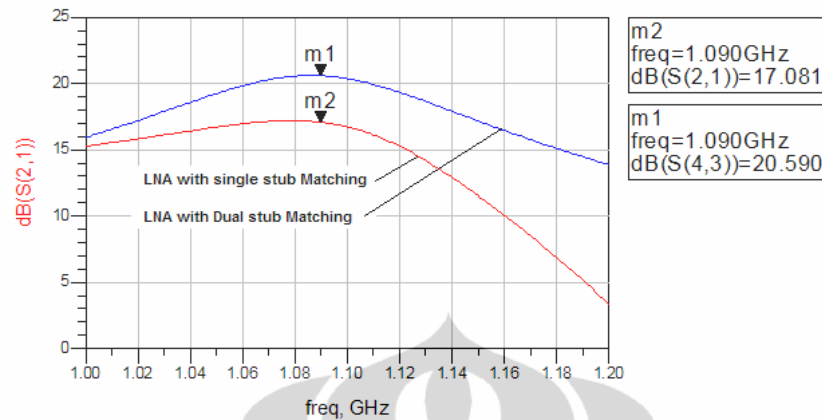
Pada pengukuran port ganda merupakan pengukuran dengan melibatkan 2 port. Pada pengukuran port ganda ini, LNA yang telah difabrikasi diukur dengan menggunakan Network Analyzer. LNA dipasang pada kedua port, port input (port 1) dan port output (port 2), kemudian ditentukan dengan format pengukuran S_{11} atau S_{22} dengan memanggil register yang telah dikalibrasi sebelumnya. Parameter-parameter yang dapat diketahui dari hasil pengukuran port ganda ini antara lain S_{11} , S_{21} , dan S_{22} .



Gambar 4.1 Pengukuran Kinerja LNA dengan pengukuran port ganda.

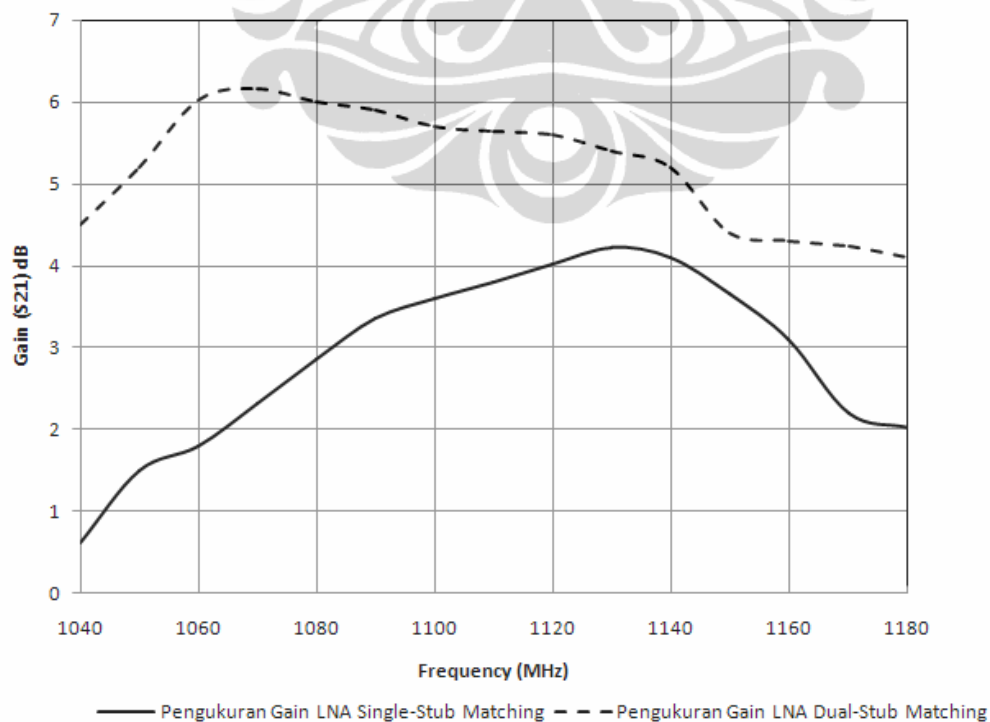
4.2 Simulasi (S21) dan Pengukuran dari LNA

Hasil simulasi gain rangkaian LNA terlihat pada Gambar 4.2.



Gambar 4.2 Perbandingan hasil gain (S21) LNA

Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching memiliki nilai $\text{dB}(S_{21}) = 17,081$ dB. Sementara rangkaian LNA dengan dual-stub matching memiliki gain $\text{dB}(S_{21})$ yang lebih baik yaitu sebesar $\text{dB}(S_{21}) = 20,59$ dB. Hal tersebut terjadi karena pada rangkaian LNA dengan dual-stub matching memiliki fokus power yang lebih tinggi sehingga gain yang dihasilkan lebih optimal. Hasil Pengukuran pada LNA single-stub terlihat pada Gambar 4.3.



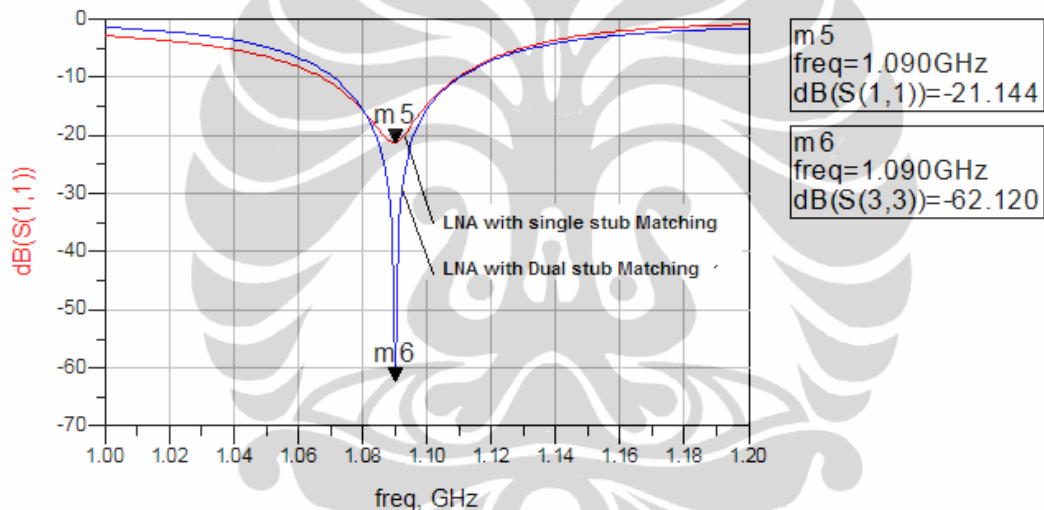
Gambar 4.3 Perbandingan Pengukuran Gain S21 LNA (dB)

Hasil pengukuran menunjukkan bahwa rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching memiliki nilai $\text{dB}(S_{21}) = 3,3 \text{ dB}$. Sementara rangkaian LNA dengan dual-stub matching memiliki gain $\text{dB}(S_{21})$ yang lebih baik yaitu sebesar $\text{dB}(S_{21}) = 5,97 \text{ dB}$.

Adanya perbedaan nilai ini dapat disebabkan karena adanya fluktuasi tingkat kematchingan LNA yang terbaca pada Network Analyzer .

4.3 Simulasi Input Koefisien Pantul (S11) dari LNA

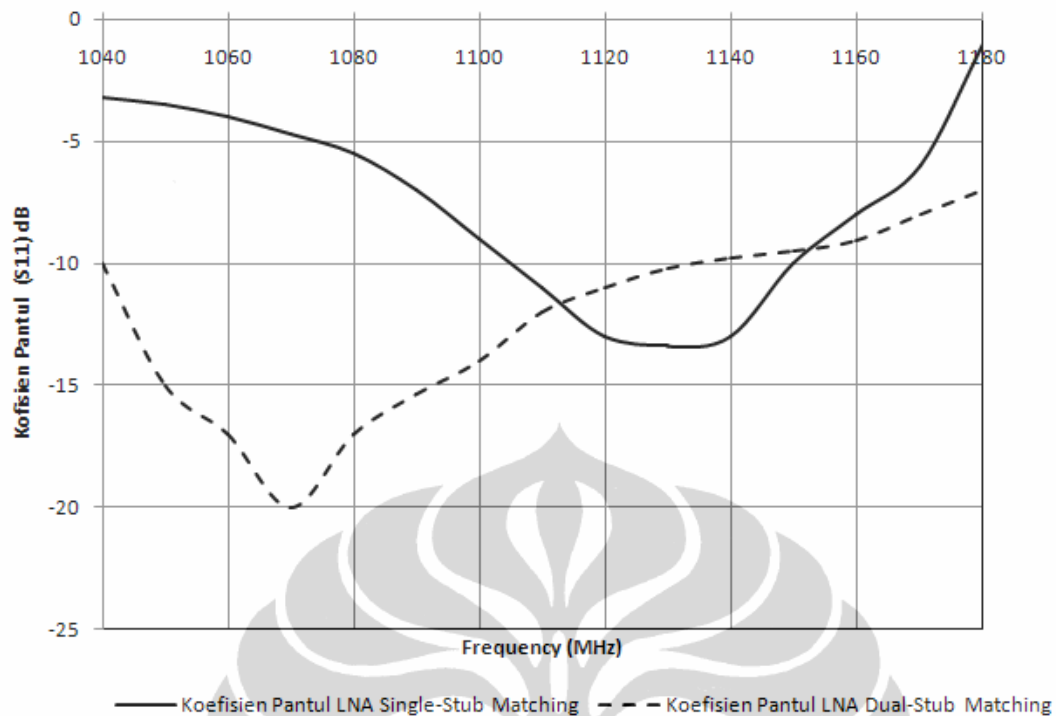
Hasil simulasi input koefisien pantul (S11) rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching tampak dan rangkaian LNA dengan dual-stub matching tampak pada Gambar 4.4.



Gambar 4.4 Perbandingan Hasil Input Koefisien Pantul (S11) LNA

Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching memiliki nilai koefisien pantul $\text{dB}(S_{11}) = 21,44 \text{ dB}$. Sementara rangkaian LNA dengan dual-stub matching memiliki koefisien pantul $\text{dB}(S_{11})$ yang lebih baik yaitu sebesar $\text{dB}(S_{11}) = 62,12 \text{ dB}$.

Nilai koefisien pantul yang kecil disebabkan menggunakan dual-stub matching, yang mengakibatkan transmisi power ke LNA dari sumber berjalan lebih optimal.



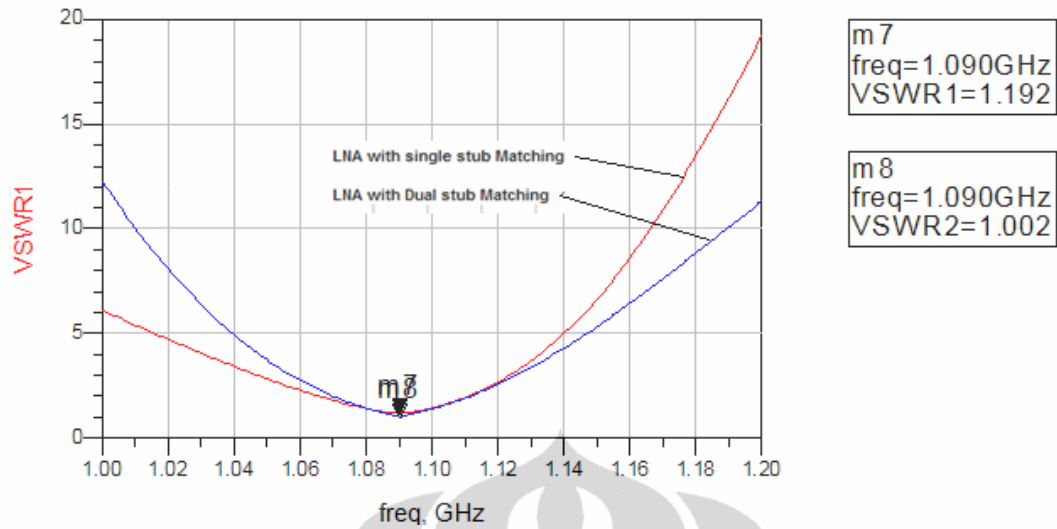
Gambar 4.5 Pengukuran Koefisien pantul S11 LNA

Hasil pengukuran menunjukan bahwa rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching memiliki nilai koefisien pantul $\text{dB}(S_{11}) = 6.3 \text{ dB}$. Sementara rangkaian LNA dengan dual-stub matching memiliki $\text{dB}(S_{11}) = 15.2 \text{ dB}$.

Adanya perbedaan nilai frekuensi ini dapat disebabkan karena adanya fluktuasi tingkat kematchingan LNA yang terbaca pada Network Analyzer sehingga nilai return loss maupun impedansi masukan pada saat pengukuran tidak selalu sama. Dari hasil pengukuran ini dapat diketahui bahwa LNA mengalami pergeseran frekuensi sekitar 20 MHz, yaitu dari frekuensi tengah hasil simulasi sebesar 1090 MHz menjadi 1070 MHz

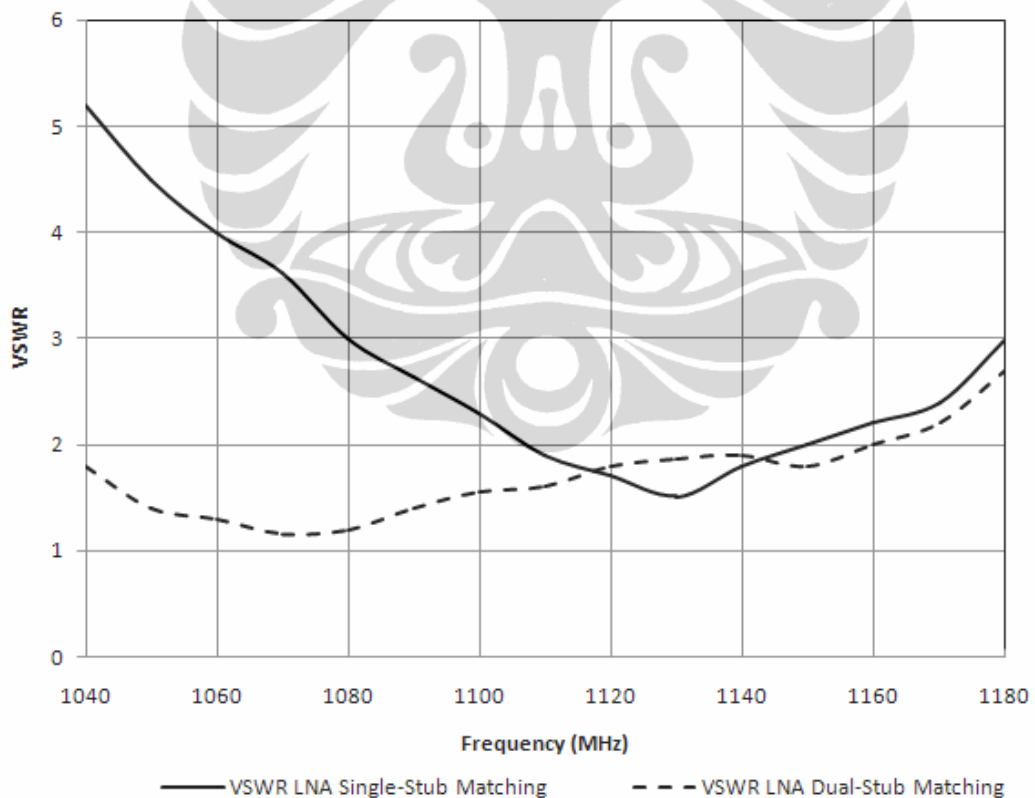
4.4 Simulasi VSWR dari LNA

Hasil simulasi VSWR rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching tampak dan rangkaian LNA dengan dual-stub matching tampak pada Gambar 4.6.



Gambar 4.6 Perbandingan VSWR LNA

Hasil simulasi VSWR terlihat pada Gambar 4.6 menunjukan bahwa rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching VSWR = 1,192. Sementara rangkaian lengkap LNA dengan dual-stub matching memiliki VSWR = 1,002.

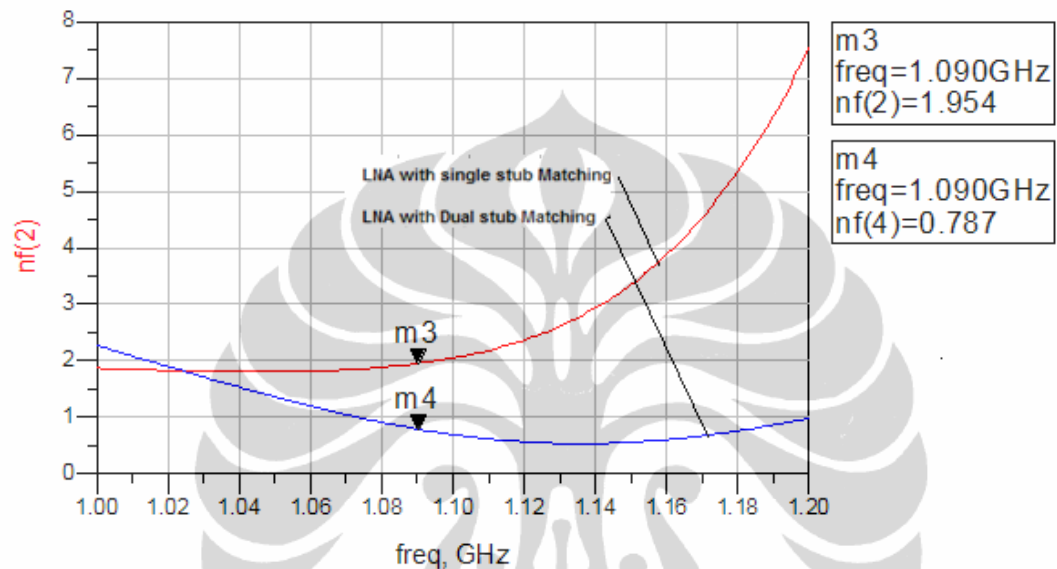


Gambar 4.7 Perbandingan pengukuran VSWR LNA

Hasil pengukuran VSWR terlihat pada Gambar 4.6 menunjukkan bahwa rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching $VSWR = 2.6$. Sementara rangkaian lengkap LNA dengan dual-stub matching memiliki $VSWR = 1.5$.

4.5 Simulasi Noise dari LNA

Hasil simulasi noise dari LNA terlihat pada Gambar 4.4.



Gambar 4.8 Perbandingan hasil noise figure LNA

Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian lengkap LNA dengan single-stub matching memiliki nilai noise figure = 1.809 dB. Sementara rangkaian LNA dengan dual-stub matching memiliki noise figure yang lebih baik yaitu sebesar $nf = 0.787$ dB.

Noise figure kedua perancangan masih dalam range spesifikasi yang diharapkan yaitu dibawah 1,5 dB. Hasil noise figure yang kecil ini lebih dikarenakan dari penggunaan transistor yang memiliki noise figure yang rendah.

4.7. Analisis Kesalahan Umum

Secara garis besar ada beberapa penyebab yang menyebabkan hasil pengukuran parameter LNA tidak sesuai dengan hasil simulasi atau dengan kata lain mengalami pergeseran nilai. Penyebab-penyebab itu antara lain :

1. Perancangan dengan ADS 2009 tidak memperhitungkan tebal tembaga dari substrat yang dipakai, tetapi kenyataannya tembaga pada substrat memiliki ketebalan walaupun kecil

2. Bahan substrat memiliki nilai toleransi konstanta dielektrik substrat yaitu sekitar $\epsilon = 4,3 \pm 0,02$ serta adanya nilai toleransi pada loss tangent substrat.

3. Simulasi tidak memperhitungkan tingkat temperatur dan kelembapan udara, tetapi pada saat pengukuran temperatur dan tingkat kelembapan berpengaruh pada propagasi gelombang dan resistansi udara.

4. Proses penyolderan konektor SMA dengan mikrostrip yang kurang baik

5. Adanya rugi-rugi pada kabel penghubung, port SMA, tembaga/konduktor pada substrat, konektor pada network analyzer, dan power sensor

Selain itu, hal ini mungkin disebabkan oleh penggunaan bahan substrat yang cukup buruk kualitasnya, rugi-rugi bahan, dan desain LNA yang kurang efektif. Untuk mengatasi hal ini, pada proses perancangan sebaiknya menggunakan bahan substrat dengan nilai konstanta dielektrik yang lebih rendah yang lebih baik secara kualitas dan untuk menunjang LNA. Pemilihan bahan dengan konstanta dielektrik yang lebih rendah didasarkan pada keterkaitan antara rugi-rugi yang terjadi dengan nilai konstanta dielektrik dari substrat. Secara teori, dengan nilai rasio h/λ sama, semakin besar nilai konstanta dielektrik bahan semakin besar pula rugi-rugi yang dihasilkan. Penurunan kinerja ini juga dapat diakibatkan oleh penyolderan yang tidak matang, pergeseran kaki-kaki komponen maupun poses pengetcingan yang tidak sempurna.

BAB 5

KESIMPULAN

Berdasarkan hasil perancangan dan analisa kinerja LNA yang telah disimulasikan untuk kemudian dilakukan pengukuran maka dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

- a. Telah dirancang dua buah LNA Radar ADS-B pada frekuensi 1090 MHz yaitu rangkaian LNA dengan single-stub matching dan rangkaian LNA dengan multi-stub matching. Hasil **simulasi** yang diperoleh berupa :
 - i. Hasil perancangan dan simulasi rangkaian LNA dengan single-stub matching memiliki keluaran gain (S_{21}) = 17,081 dB, input koefisien pantul (S_{11}) = 21.144 dB, noise figure = 1.954 dB, VSWR = 1,192 dan stability factor (K) = 1,7.
 - ii. Sementara hasil perancangan dan simulasi rangkaian LNA dengan multi-stub matching memiliki keluaran lebih baik, yaitu gain (S_{21}) = 20,59 dB, input koefisien pantul (S_{11}) = 62,120 dB, noise figure = 0.787 dB, VSWR = 1,002 dan stability factor (K) = 1,17.
- b. Telah dirancang dua buah LNA Radar ADS-B pada frekuensi 1090 MHz yaitu rangkaian LNA dengan single-stub matching dan rangkaian LNA dengan dual-stub matching. Hasil **Pengukuran** yang diperoleh berupa :
 - i. Hasil pengukuran rangkaian LNA dengan single-stub matching memiliki keluaran gain (S_{21}) = 3,3 dB, input koefisien pantul (S_{11}) = 6.3 dB, VSWR = 2.6.
 - ii. Sementara hasil pengukuran rangkaian LNA dengan dual-stub matching memiliki keluaran lebih baik, yaitu gain (S_{21}) = 5,97 dB, input koefisien pantul (S_{11}) = 15.2 dB, VSWR = 1.5.
- c. Terlihat bahwa LNA dengan dual-stub matching memiliki hasil keluaran yang lebih baik, peningkatan gain dikarenakan penggunaan dual-stub matching sehingga terjadi penurunan koefisien pantul dan VSWR.

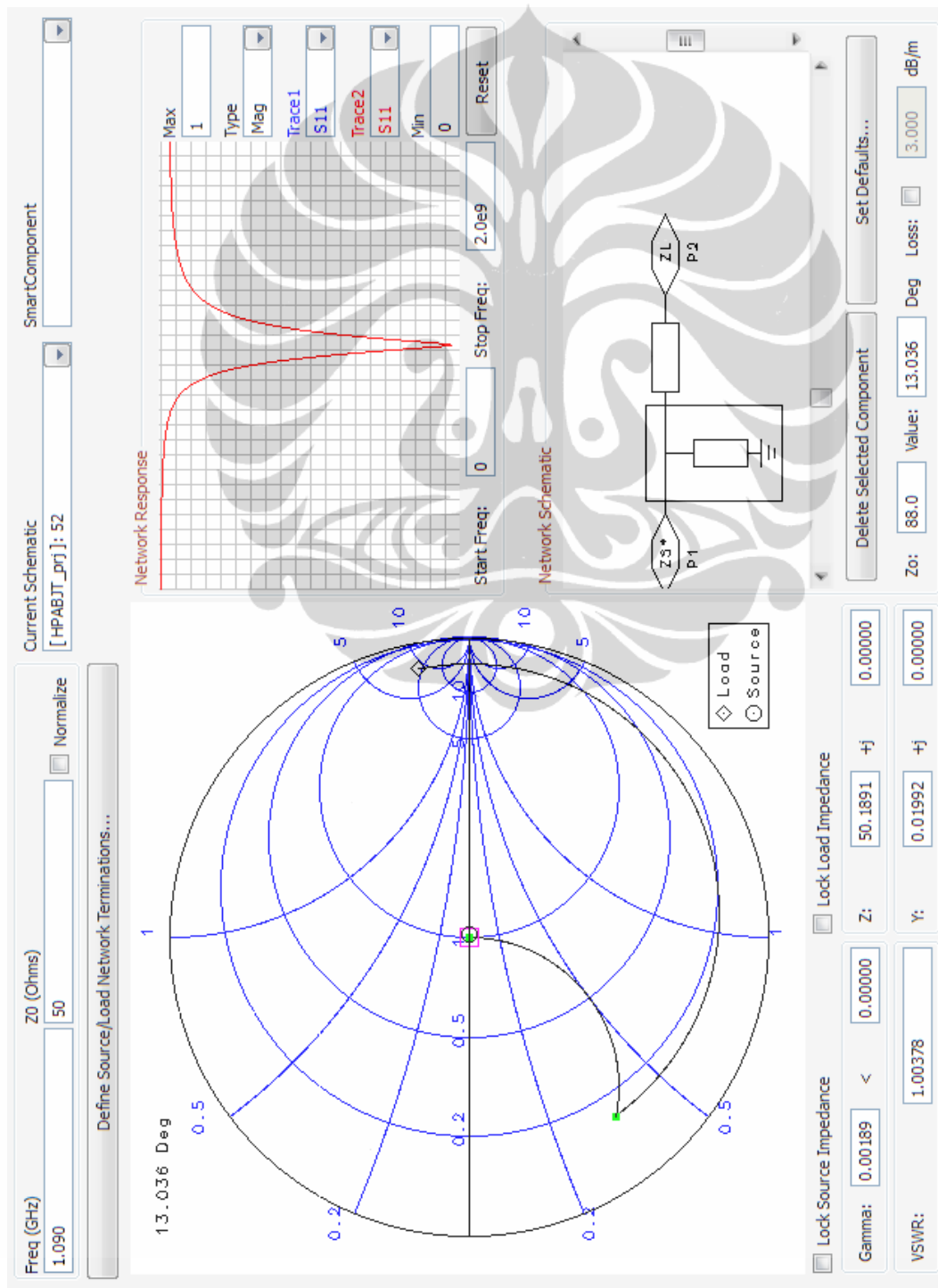
DAFTAR REFERENSI

- [1] Roland Weibel & Marisa Jenkin. "MIT International Center for Air Transportation Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (ADS-B) Costs, Benefits, Applications, and Implementation Challenges Airline" Advisory Board Meeting November 6, 2008.
- [2] Kathleen O'Brien. "BOEING is a trademark of Boeing Management Company Boeing : Avionics – Air Traffic Management Boeing Commercial Airplanes" Civil Aviation System Modernization Symposium Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (ADS-B) Taipei, Taiwan. July 27-28, 2009
- [3] Gonzalez, Gualermo. Microwave Transistor Amplifier . Anal -'sis and Design, 2nd ed. New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1996.
- [4] Pozar, David M. Microwave Engineering, 2nd edition. New York : Wiley and Sons, 1998.
- [5] Manual hook Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (ADS-B).
- [6] "Data sheet NE3210 Super low noise". 22 April 2011.
- [7] Amplifier Halim, C." 5-6 GHz Front End Low Noise Amplifier" Telecommunication Technologies 2008 and 2008 2nd Malaysia Conference on Photonics. NCTT-MCP 2008. Page(s): 136 - 139.2008.
- [8] MashuryWahab. " Design and Simulation of high performance low noise amplifier for FM-CW Radar" PusatPenel 1 ti an Elektronikadan Telckomunikasi (PPET-LIPI). 2008.
- [9] Norhapizin, -I-NA for wireless using 0.15 μm GaAS pHEMT cascode feedback" IEEE Explore. 2008.
- [10] Yueh-HuaYu. "A Compact Wideband CMOS Low Noise Amplifier With Gain Flatness Enhancement" IEEE Journal of Solid-State Circuits, Volume: 45 , Issue: 3, Page(s): 502 - 509.2010 .
- [11] Abbas, T. "Design of a two stage Low Noise Amplifier at Ku Band". The 17th International Conference. IEEE Conferences. Page(s): 40 - 45.2005.

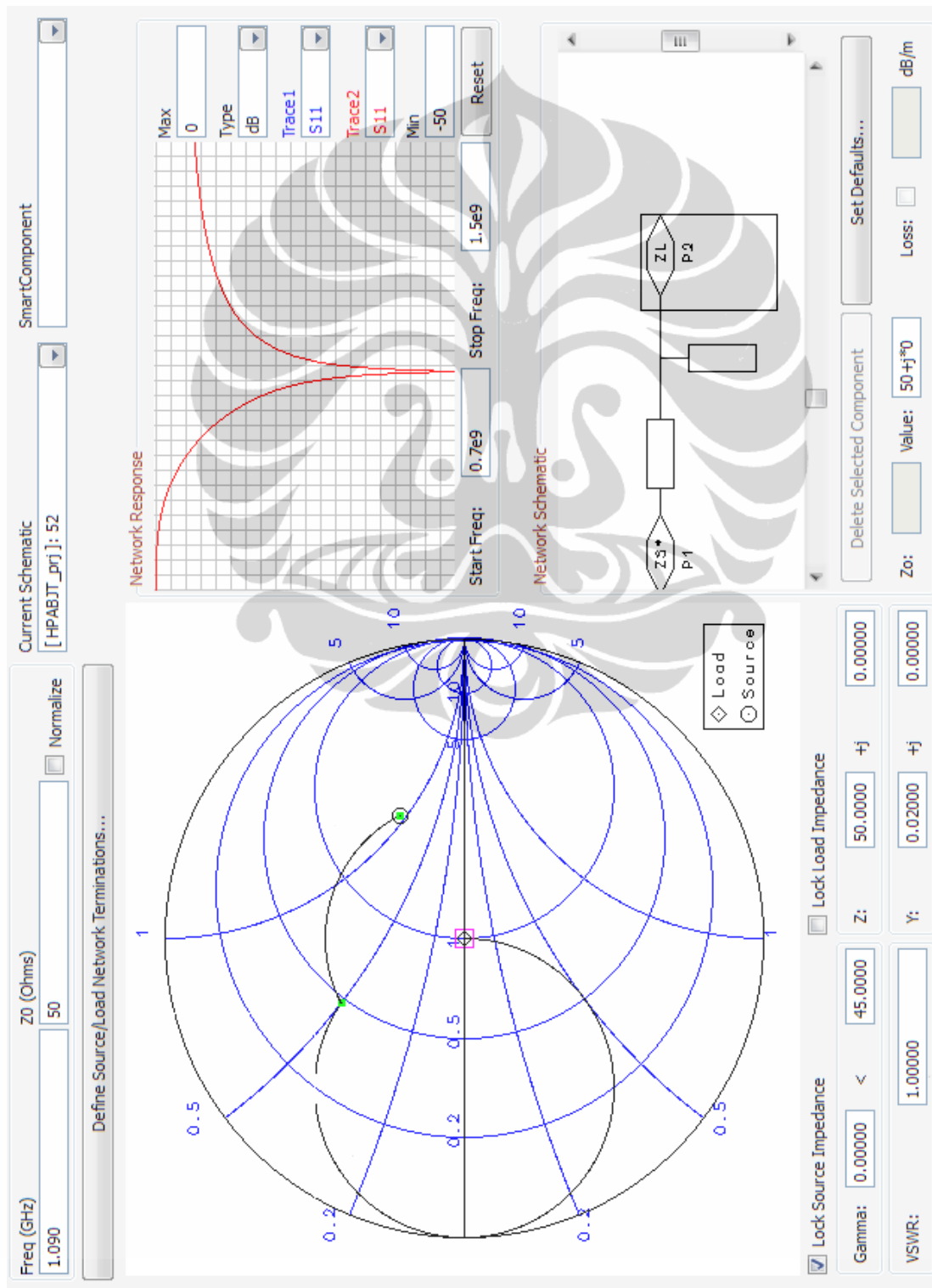
- [12] Challal, M. "Microstrip design of low noise amplifier for application in narrowband and Wideband" Signals, Circuits and Systems, 2008. SCS 2008. 2nd International Conference. Page(s): 1 -4. 2008.



Lampiran 1. Matching Transmission Line Input Matching 1




Lampiran 2. Matching Transmission Line Output Matching 1

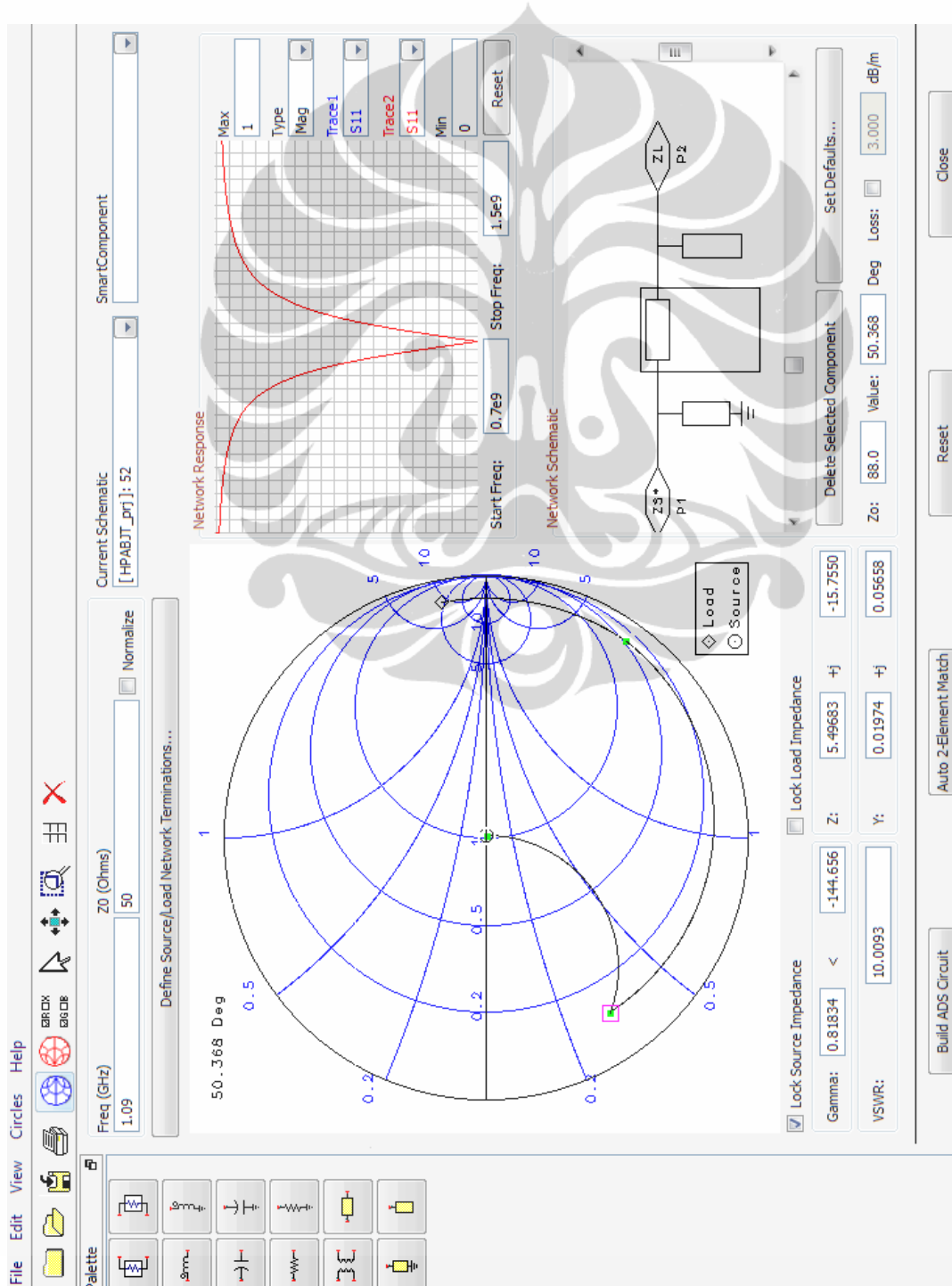


Lampiran 3. Apabila dimasukan ke Simulasi-maka hasilnya belum matching, sehingga harus di tune sehingga menghasilkan Tabel dibawah ini :

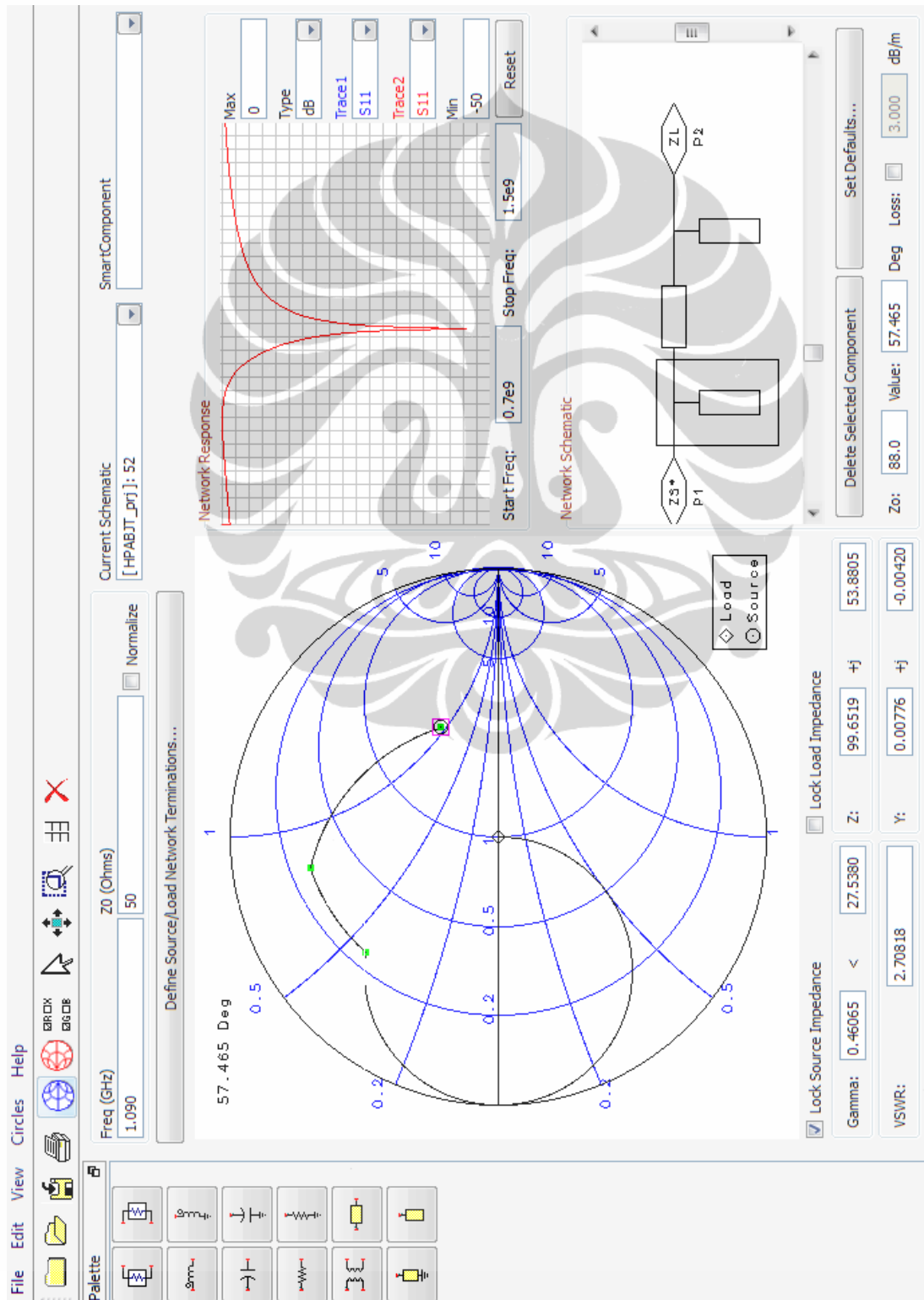
Tabel *Input dan Output Matching LNA single stub matching.*

Matching	Transmission Line		Simulasi		Perhitungan	
	Z (Ω)		W (mm)	L (mm)	W (mm)	L (mm)
Input	88,485	76,24	1	33,59	1	33,5
	88,485	86,47	1	38,1	1	38,01
Output	88,485	146,94	1	67,4	1	67,3
	88,485	22,69	1	10	1	10,1

Lampiran 4. Matching Transmission Line Input Matching 2



Lampiran 5. Matching Transmission Line Output Matching 2

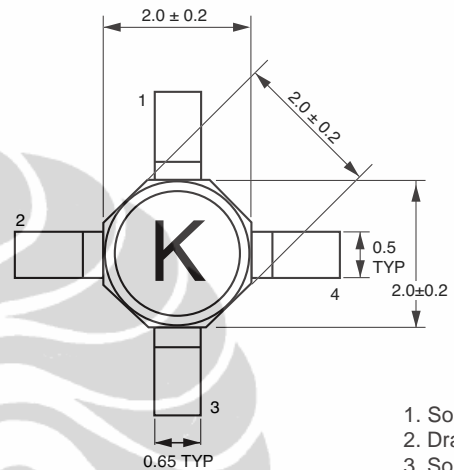


FEATURES

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

OUTLINE DIMENSION (Units in mm)

PACKAGE OUTLINE S01

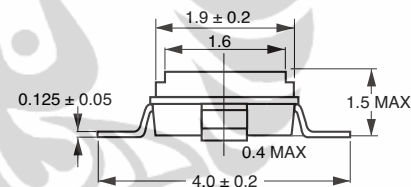


1. Source
2. Drain
3. Source
4. Gate

DESCRIPTION

NEC's NE3210S01 is a pseudomorphic Hetero-Junction FET that uses the junction between Si-doped AlGaAs and undoped InGaAs to create very high mobility electrons. The device features mushroom shaped TiAl gates for decreased gate resistance and improved power handling. Its excellent low noise figure and high associated gain make it suitable for DBS and commercial systems. The NE 3210S01 is housed in a low cost plastic package which is available in tape and reel.

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



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE3210S01 S01		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
GA	Associated Gain ¹ , V _{DS} = 2 V, I _D = 10 mA, f = 12 GHz	dB	12	13.5	
NF	Noise Figure ¹ , V _{DS} = 2 V, I _D = 10 mA, f = 12 GHz	dB		0.35	0.45
g _m	Transconductance, V _{DS} = 2 V, I _D = 10 mA	mS	40	55	
I _{DSS}	Saturated Drain Current, V _{DS} = 2 V, V _{GS} = 0 V	mA	15	40	70
V _P	Gate to Source Cutoff Voltage, V _{DS} = 2 V, I _D = 100 μA	V	-0.2	-0.7	-2.0
I _{GSO}	Gate to Source Leakage Current, V _{GS} = -3 V	uA		0.5	10

Note:

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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹ (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{DS}	Drain to Source Voltage	V	4.0
V _{GS}	Gate to Source Voltage	V	-3.0
I _{DS}	Drain Current	mA	I _{DSS}
I _{GS}	Gate Current	μA	100
P _T	Total Power Dissipation	mW	165
T _{CH}	Channel Temperature	°C	125
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to +125

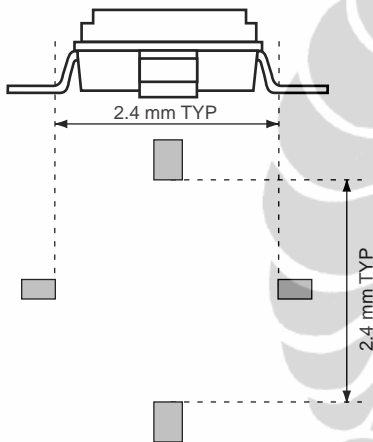
Note:

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (T_A = 25°C)

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

TYPICAL MOUNT PAD LAYOUT (Units in mm)



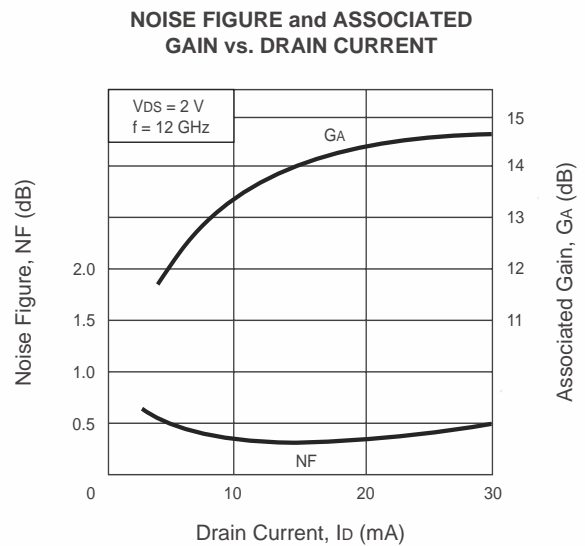
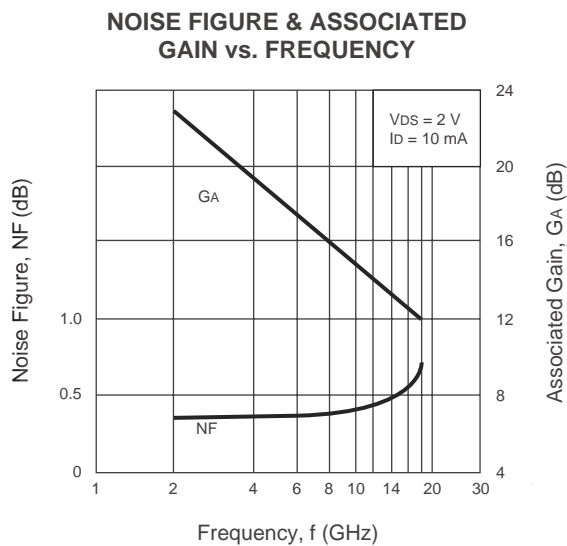
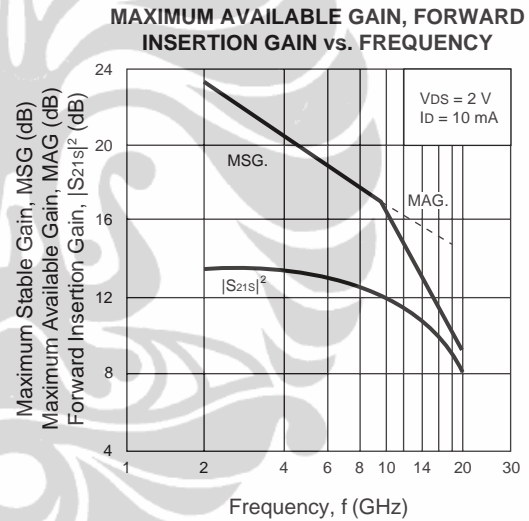
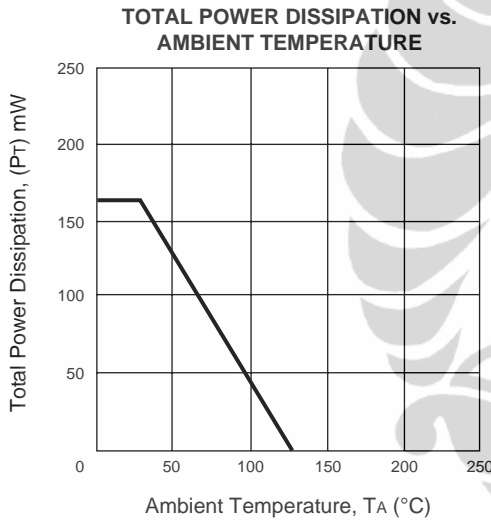
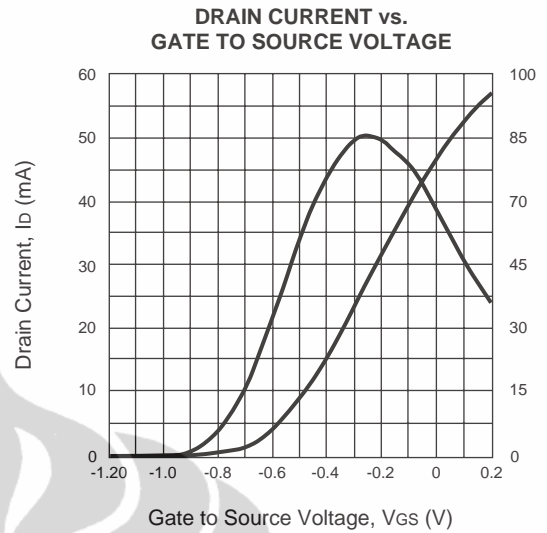
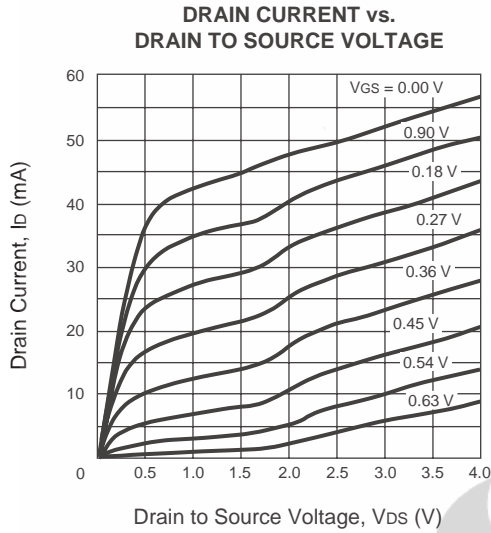
TYPICAL NOISE PARAMETERS (T_A = 25°C)

FREQ. (GHz)	NF _{MIN} (dB)	G _A (dB)	Γ _{OPT}		R _{n/50}
			MAG	ANG	
V_{DS} = 2 V, I_D = 10 mA					
2.0	0.25	21.2	0.94	12	0.38
4.0	0.26	19.5	0.80	26	0.33
6.0	0.28	18.2	0.66	44	0.26
8.0	0.30	16.2	0.50	68	0.18
10.0	0.32	14.7	0.38	97	0.11
12.0	0.34	13.5	0.29	133	0.09
14.0	0.42	12.9	0.27	177	0.08
16.0	0.56	12.3	0.33	-129	0.11
18.0	0.72	11.9	0.39	-82	0.23

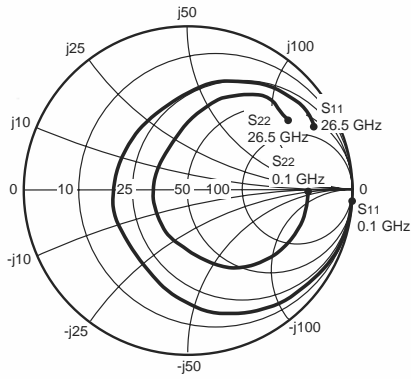
ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	SUPPLY FORM	MARKING
NE3210S01-T1	Tape & Reel 1000 pcs/reel	
NE3210S01-T1B	Tape & Reel 4000 pcs/reel	

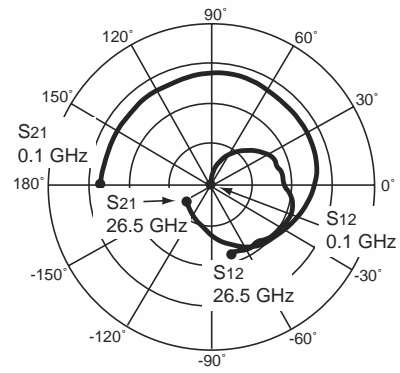
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (TA = 25°C)



TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
Vd = 2 V, Id = 5 mA



NE3210S01

Vd = 2 V, Id = 5 mA

FREQUENCY	S11		S21		S12		S22		K	MAG ¹
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
0.10	1.001	-1.14	3.405	178.54	0.001	82.96	0.732	-0.85	-0.03	34.20
0.20	1.000	-2.12	3.393	177.73	0.003	88.10	0.731	-1.97	0.00	30.64
0.30	1.000	-3.08	3.393	176.83	0.004	88.76	0.732	-3.04	-0.03	28.99
0.40	0.999	-4.18	3.396	175.50	0.006	86.87	0.732	-3.93	0.04	27.65
0.50	0.997	-4.94	3.345	173.68	0.007	85.87	0.735	-4.73	0.08	26.76
0.70	0.995	-6.83	3.347	171.18	0.010	84.12	0.735	-6.68	0.11	25.30
1.00	0.992	-10.11	3.350	167.44	0.014	81.51	0.732	-9.24	0.12	23.77
1.50	0.987	-15.20	3.346	161.27	0.021	77.55	0.726	-13.91	0.15	22.03
2.00	0.978	-20.81	3.362	154.97	0.028	73.36	0.718	-18.29	0.19	20.82
2.50	0.968	-26.46	3.373	148.74	0.035	69.02	0.709	-22.77	0.23	19.89
3.00	0.954	-32.09	3.388	142.45	0.041	64.57	0.698	-27.41	0.27	19.15
3.50	0.938	-37.61	3.386	136.09	0.047	59.71	0.685	-32.00	0.33	18.54
4.00	0.920	-43.04	3.381	129.89	0.053	54.85	0.670	-36.40	0.39	18.06
5.00	0.879	-53.83	3.378	117.91	0.062	45.72	0.638	-44.54	0.50	17.34
6.00	0.835	-64.32	3.428	106.08	0.070	38.30	0.604	-52.54	0.60	16.93
7.00	0.778	-77.53	3.525	92.97	0.081	29.68	0.553	-62.26	0.68	16.40
8.00	0.680	-92.29	3.539	78.21	0.086	17.34	0.469	-73.32	0.89	16.15
9.00	0.589	-109.87	3.527	63.32	0.091	7.85	0.398	-86.69	1.03	14.86
10.00	0.505	-127.92	3.432	49.90	0.089	0.93	0.335	-97.84	1.22	13.05
11.00	0.481	-149.57	3.490	35.80	0.096	-2.08	0.302	-114.77	1.14	13.32
12.00	0.461	-175.91	3.442	19.40	0.104	-10.23	0.250	-139.98	1.11	13.13
13.00	0.453	155.80	3.273	3.28	0.107	-18.84	0.210	-173.02	1.16	12.40
14.00	0.468	129.34	3.017	-12.03	0.104	-26.21	0.214	151.67	1.27	11.50
15.00	0.521	109.11	2.774	-25.92	0.102	-31.03	0.256	126.40	1.30	11.09
16.00	0.587	92.69	2.545	-39.53	0.098	-35.03	0.309	109.03	1.30	10.89
17.00	0.658	79.53	2.325	-53.80	0.098	-38.38	0.389	95.15	1.18	11.16
18.00	0.720	68.06	2.045	-67.87	0.096	-43.64	0.476	82.56	1.10	11.42
19.00	0.762	58.38	1.773	-79.76	0.093	-47.93	0.553	74.44	1.03	11.69
20.00	0.793	51.94	1.537	-89.63	0.089	-50.59	0.603	67.90	1.02	11.62
21.00	0.819	48.37	1.366	-97.66	0.089	-52.07	0.640	62.36	0.94	11.85
22.00	0.849	43.44	1.238	-106.37	0.090	-56.92	0.685	57.59	0.77	11.36
23.00	0.866	38.86	1.124	-116.19	0.089	-63.10	0.721	52.26	0.65	11.02
24.00	0.863	34.84	1.009	-124.88	0.087	-67.53	0.748	48.09	0.63	10.67
25.00	0.868	29.14	0.949	-132.34	0.084	-71.30	0.751	46.97	0.60	10.54
26.00	0.865	28.40	0.918	-138.91	0.086	-71.66	0.736	40.30	0.66	10.26
26.50	0.859	28.76	0.895	-143.63	0.084	-74.09	0.744	34.46	0.69	10.25

Note:

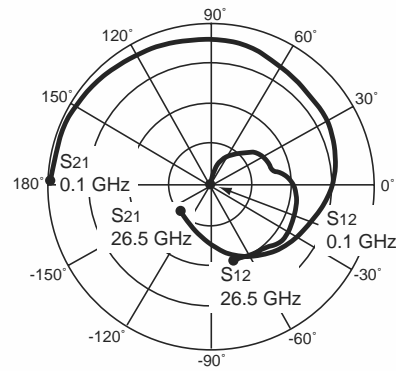
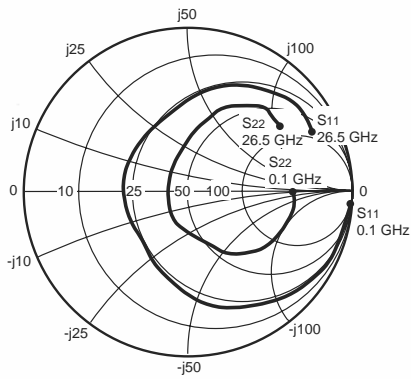
1. Gain Calculation:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$$

When $K \leq 1$, MAG is undefined and MSG values are used. $MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$, $K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}$, $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$

MAG = Maximum Available Gain
MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
VD = 2 V, ID = 10 mA

NE3210S01

VD = 2 V, ID = 10 mA

FREQUENCY GHz	S11		S21		S12		S22		K	MAG ¹ (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
0.10	1.000	-1.27	4.899	178.46	0.001	88.31	0.654	-0.82	-0.03	36.47
0.20	1.000	-2.34	4.887	177.42	0.003	87.85	0.653	-2.00	-0.01	32.67
0.30	1.000	-3.43	4.884	176.29	0.004	88.67	0.653	-3.07	-0.01	31.02
0.40	0.999	-4.65	4.886	174.90	0.005	86.60	0.654	-3.96	0.04	29.78
0.50	0.996	-5.48	4.814	172.98	0.006	85.34	0.658	-4.64	0.10	28.83
0.70	0.993	-7.58	4.812	170.21	0.009	84.29	0.657	-6.56	0.13	27.34
1.00	0.989	-11.19	4.806	166.08	0.013	81.96	0.654	-9.07	0.16	25.79
1.50	0.980	-16.80	4.787	159.23	0.019	78.12	0.647	-13.65	0.19	24.05
2.00	0.967	-22.91	4.785	152.33	0.025	74.21	0.638	-17.91	0.25	22.83
2.50	0.951	-29.06	4.770	145.49	0.031	70.41	0.628	-22.27	0.30	21.88
3.00	0.931	-35.15	4.754	138.61	0.037	65.91	0.614	-26.72	0.36	21.12
3.50	0.908	-41.09	4.713	131.78	0.042	61.37	0.599	-31.08	0.43	20.49
4.00	0.882	-46.86	4.663	125.12	0.047	56.77	0.583	-35.15	0.50	19.99
5.00	0.825	-58.15	4.565	112.41	0.055	48.65	0.549	-42.36	0.64	19.22
6.00	0.766	-68.97	4.529	100.03	0.061	42.30	0.515	-49.21	0.75	18.73
7.00	0.694	-82.82	4.537	86.54	0.070	34.76	0.463	-57.82	0.84	18.10
8.00	0.582	-97.90	4.418	71.98	0.074	24.44	0.380	-66.37	1.06	16.21
9.00	0.488	-116.40	4.301	57.78	0.079	16.93	0.314	-77.56	1.18	14.77
10.00	0.407	-135.11	4.109	45.24	0.080	12.32	0.261	-85.89	1.33	13.66
11.00	0.394	-158.15	4.111	31.91	0.091	9.33	0.230	-102.84	1.21	13.79
12.00	0.391	173.89	3.994	16.52	0.102	1.30	0.173	-129.97	1.15	13.56
13.00	0.406	144.90	3.761	1.58	0.108	-7.33	0.132	-172.68	1.16	12.97
14.00	0.441	119.35	3.455	-12.50	0.109	-14.99	0.151	140.72	1.21	12.22
15.00	0.507	101.09	3.183	-25.26	0.111	-21.27	0.208	114.68	1.20	11.89
16.00	0.578	86.36	2.934	-37.87	0.109	-26.89	0.269	98.87	1.18	11.74
17.00	0.652	74.71	2.701	-51.30	0.110	-32.42	0.352	87.44	1.09	12.09
18.00	0.718	64.03	2.400	-64.66	0.108	-39.12	0.440	76.72	1.02	12.66
19.00	0.761	54.95	2.110	-75.90	0.105	-44.73	0.517	69.92	0.97	13.03
20.00	0.790	48.81	1.857	-85.48	0.100	-48.33	0.564	64.15	0.96	12.68
21.00	0.812	45.64	1.679	-93.42	0.100	-50.92	0.597	59.30	0.91	12.25
22.00	0.841	41.18	1.540	-102.29	0.100	-56.31	0.640	55.17	0.77	11.86
23.00	0.857	36.68	1.418	-112.28	0.098	-62.75	0.675	50.52	0.67	11.60
24.00	0.851	32.71	1.291	-121.28	0.095	-67.41	0.702	46.98	0.65	11.32
25.00	0.856	27.01	1.229	-129.13	0.092	-71.40	0.706	46.39	0.61	11.24
26.00	0.849	26.42	1.202	-136.41	0.094	-72.43	0.688	40.12	0.65	11.05
26.50	0.843	26.81	1.180	-141.30	0.093	-74.92	0.694	34.43	0.66	11.04

Note:

1. Gain Calculation:

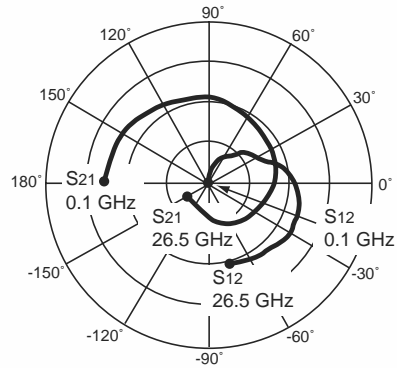
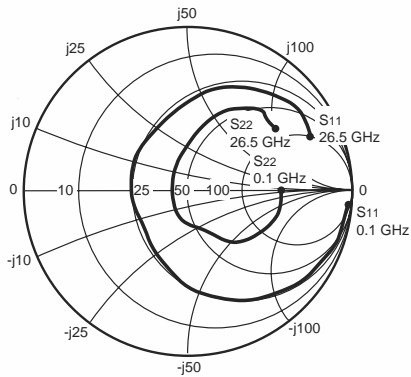
$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$$

. When $K \leq 1$, MAG is undefined and MSG values are used. $MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$, $K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}$, $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
VD = 2 V, ID = 20 mA

NE3210S01

VD = 2 V, ID = 20 mA

FREQUENCY	S11		S21		S12		S22		K	MAG ¹
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
0.10	1.001	-1.35	6.350	178.44	0.001	100.26	0.592	-0.73	-0.17	36.97
0.20	1.000	-2.51	6.337	177.12	0.002	90.28	0.589	-1.97	-0.01	34.46
0.30	1.000	-3.69	6.331	175.80	0.004	87.69	0.589	-2.99	0.01	32.52
0.40	0.998	-4.98	6.330	174.36	0.005	87.54	0.590	-3.85	0.05	31.37
0.50	0.995	-5.88	6.237	172.35	0.006	86.52	0.594	-4.39	0.11	30.44
0.70	0.991	-8.15	6.225	169.31	0.008	84.90	0.594	-6.19	0.15	28.93
1.00	0.986	-11.99	6.204	164.85	0.011	82.77	0.591	-8.54	0.19	27.38
1.50	0.974	-17.98	6.159	157.43	0.017	79.05	0.584	-12.82	0.24	25.64
2.00	0.956	-24.42	6.120	150.06	0.022	75.64	0.575	-16.80	0.31	24.38
2.50	0.934	-30.87	6.063	142.74	0.028	71.93	0.564	-20.81	0.38	23.41
3.00	0.908	-37.20	5.992	135.43	0.033	67.90	0.551	-24.92	0.45	22.62
3.50	0.878	-43.32	5.895	128.25	0.037	63.92	0.536	-28.84	0.53	21.97
4.00	0.845	-49.17	5.779	121.34	0.042	59.78	0.521	-32.40	0.61	21.43
5.00	0.777	-60.41	5.554	108.25	0.049	52.66	0.491	-38.43	0.76	20.57
6.00	0.709	-70.94	5.407	95.77	0.054	47.49	0.464	-44.02	0.88	19.97
7.00	0.630	-84.63	5.307	82.35	0.063	40.74	0.417	-51.35	0.96	19.23
8.00	0.513	-99.19	5.065	68.31	0.067	32.02	0.342	-57.35	1.16	16.31
9.00	0.420	-117.65	4.867	54.88	0.074	25.26	0.284	-66.38	1.25	15.21
10.00	0.342	-136.22	4.607	43.14	0.077	21.16	0.239	-72.34	1.34	14.25
11.00	0.334	-159.96	4.577	30.55	0.090	17.65	0.210	-88.57	1.21	14.32
12.00	0.340	170.90	4.426	15.93	0.102	9.26	0.146	-113.66	1.14	14.09
13.00	0.368	141.32	4.158	1.81	0.110	0.21	0.090	-161.41	1.13	13.54
14.00	0.412	115.91	3.825	-11.53	0.114	-8.01	0.112	135.76	1.16	12.85
15.00	0.485	98.43	3.540	-23.59	0.117	-15.36	0.177	108.58	1.14	12.57
16.00	0.560	84.46	3.281	-35.66	0.117	-21.73	0.242	93.80	1.11	12.45
17.00	0.638	73.45	3.045	-48.59	0.118	-28.19	0.327	83.95	1.04	12.92
18.00	0.709	63.12	2.727	-61.63	0.116	-35.54	0.419	74.18	0.98	13.70
19.00	0.755	54.05	2.418	-72.63	0.113	-41.78	0.496	67.89	0.94	13.32
20.00	0.787	47.82	2.146	-82.09	0.108	-46.06	0.543	62.26	0.92	12.99
21.00	0.807	44.84	1.962	-89.92	0.107	-49.01	0.573	57.59	0.88	12.63
22.00	0.837	40.34	1.815	-98.91	0.107	-54.84	0.614	53.81	0.77	12.29
23.00	0.852	35.93	1.686	-109.02	0.105	-61.41	0.648	49.53	0.67	12.07
24.00	0.846	31.86	1.548	-118.22	0.102	-66.55	0.675	46.40	0.64	11.83
25.00	0.849	26.10	1.488	-126.33	0.099	-70.76	0.677	46.14	0.59	11.77
26.00	0.840	25.54	1.467	-134.00	0.101	-72.25	0.655	40.16	0.62	11.62
26.50	0.835	26.02	1.446	-139.10	0.099	-74.52	0.660	34.52	0.63	11.63

Note:

1. Gain Calculation:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$$

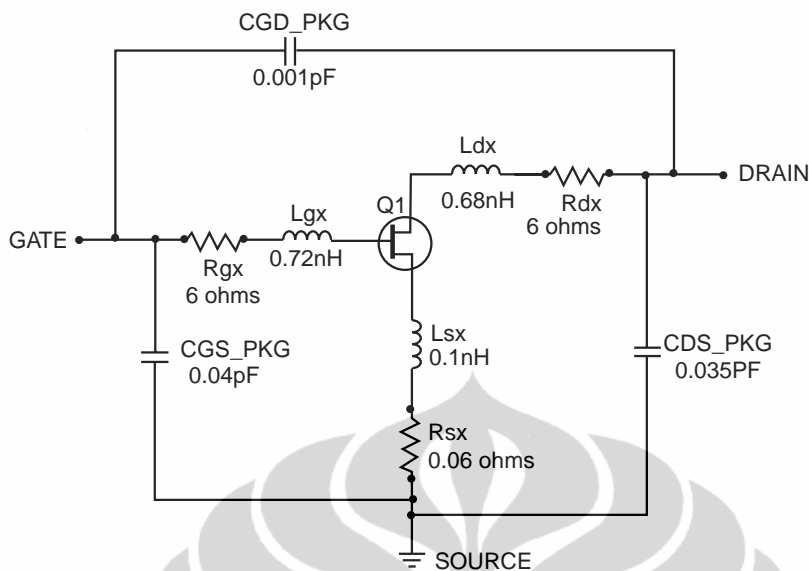
When $K \leq 1$, MAG is undefined and MSG values are used. $MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$, $K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}$, $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

NE3210S01 NONLINEAR MODEL

SCHEMATIC

FET NONLINEAR MODEL PARAMETERS ⁽¹⁾

Parameters	Q1	Parameters	Q1
VTO	-0.798	RG	8
VTOSC	0	RD	0.5
ALPHA	8	RS	3
BETA	0.0952	RGMET	0
GAMMA	0.072	KF	0
GAMMADC	0.065	AF	1
Q	2.5	TNOM	27
DELTA	0.5	XTI	3
VBI	0.6	EG	1.43
IS	1e-14	VTOTC	0
N	1	BETATCE	0
RIS	0	FFE	1
RID	0		
TAU	4e-12		
CDS	0.12e-12		
RDB	5000		
CBS	1e-9		
CGSO	0.36e-12		
CGDO	0.014e-12		
DELTA1	0.3		
DELTA2	0.6		
FC	0.5		
VBR	Infinity		

(1) Series IV Libra TOM Model

Life Support Applications

These NEC products are not intended for use in life support devices, appliances, or systems where the malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. The customers of CEL using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify CEL for all damages resulting from such improper use or sale.

CEL California Eastern Laboratories, Your source for NEC RF, Microwave, Optoelectronic, and Fiber Optic Semiconductor Devices.

4590 Patrick Henry Drive • Santa Clara, CA 95054-1817 • (408) 988-3500 • FAX (408) 988-0279 • www.cel.com

DATA SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

07/01/2004