

# Perancangan dan Simulasi Penguat 3 GHz Menggunakan Penyesuai Impedansi *Single Stub* untuk Radar Cuaca

Priyanka Alleeka Amarissa<sup>1</sup>, Sutrisno<sup>2</sup>, Hanny Madiawati<sup>3</sup>, Yaya Sulaeman<sup>4</sup>

<sup>1,2,3</sup>Jurusan Teknik Elektro, Politeknik Negeri Bandung, Bandung 40012

<sup>1</sup>E-mail : priyanka.alleeka.tkom18@polban.ac.id

<sup>2</sup>E-mail : sutrisno@polban.ac.id

<sup>3</sup>E-mail : hannymadiawati@polban.ac.id

<sup>4</sup>PPET-LIPI (Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia), Bandung

E-mail : yayasulaeman@gmail.com

## ABSTRAK

Pada proses pentransmisi sinyal dari antena pemancar ke penerima seringkali informasi terjadi pelemahan sinyal karena adanya derau, redaman, distorsi, dan faktor eksternal lainnya yang menyebabkan sinyal yang dipancarkan sudah tidak dapat diterima pada sisi penerima. Sebelum sinyal masuk ke antena pemancar untuk dipancarkan, terdapat sub-sistem penguat daya RF yang berperan mengatur penguatan sinyal agar mendapatkan keluaran sinyal dengan level daya yang diinginkan. Pada makalah ini telah dilakukan perancangan dan simulasi penguat RF yang berperan sebagai *buffer* dan *driver* untuk mendorong *power* ke rangkaian penguat final atau *high power amplifier*. Penguat dirancang pada frekuensi *S-Band* untuk aplikasi radar cuaca karena kesamaan frekuensi di 3 GHz. Rangkaian penguat dirancang menggunakan komponen aktif MMIC GALI-51+ dengan saluran mikrostrip sebagai saluran transmisi nya. Pada simulasi, bahan substrat yang digunakan yaitu rogers 4350B dan teknik penyesuai impedansi yang digunakan yaitu *single stub parallel open circuit*. Hasil dari simulasi diperoleh nilai parameter S yaitu  $S_{11} = 0.164 \angle 42.610^\circ$ ,  $S_{12} = 0.074 \angle 131.252^\circ$ ,  $S_{21} = 5.823 \angle -133.269^\circ$ ,  $S_{22} = 0.098 \angle 3.894^\circ$ . Nilai kestabilan penguat 1.324, *gain* 15.408 dB, koefisien pantul *input*  $0.241 \angle 33.18^\circ$ , koefisien pantul *output*  $0.194 \angle -16.51^\circ$ , *return loss input* 44.026 dB, *return loss output* 42.443 dB, *VSWR input* 1.013, dan *VSWR output* 1.015.

## Kata Kunci

MMIC GALI-51+, Penguat, Radar Cuaca, *Single Stub*, *S-Band*

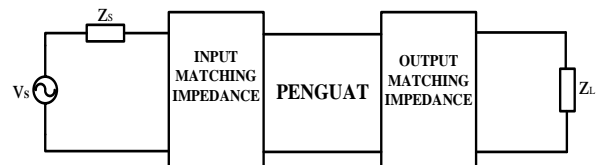
## 1. PENDAHULUAN

Pada sistem pemancar, sebelum sinyal masuk ke antena dan dipancarkan, terdapat sub-sistem yang mengatur penguatan sinyal tersebut [1]. Penguat daya RF berfungsi untuk memperkuat level daya sinyal pada masukan yang bekerja pada rentang frekuensi radio yang telah ditentukan untuk memperoleh level daya yang diinginkan pada keluaran nya. Sebelum ditransmisikan, level daya sinyal harus dikuatkan terlebih dahulu karena pada saat proses transmisi, sinyal akan melewati banyak halangan yang terdapat pada media transmisi. Hal ini bertujuan agar sinyal yang ditransmisikan dapat sampai di sisi penerima [2].

Dalam penelitian ini penguat satu tingkat yang telah dirancang menggunakan komponen aktif MMIC GALI-51+ telah mencapai spesifikasi *gain*  $\leq 15$  dB, *return loss input*  $\geq 10$  dB, *return loss output*  $\geq 10$  dB, *VSWR input*  $\leq 2$ , *VSWR output*  $\leq 2$ , dan kestabilan penguat  $> 1$ .

## 2. PERANCANGAN DAN SIMULASI

Hal pertama dalam merancang penguat adalah menentukan spesifikasi dari penguat. Kemudian mempelajari *datasheet* komponen, persamaan yang akan digunakan, dan mempelajari perangkat lunak ADS untuk mensimulasikan rangkaian penguat.



Gambar 1. Blok Diagram Penguat

Gambar 1. merupakan blok diagram penguat satu tingkat yang akan dirancang. Diawali dengan bagian *input* diberi sinyal AC lalu terdapat impedansi sumber ( $Z_s$ ) dan impedansi beban ( $Z_L$ ) sebesar 50 ohm. Komponen aktif yang digunakan yaitu MMIC GALI-51+ yang memiliki impedansi 50 ohm [3]. Pada rangkaian penguat terdapat rangkaian penyesuai impedansi pada sisi *input* dan sisi *output*. Rangkaian penyesuai impedansi berfungsi untuk me-*matching*-kan sisi *input* dan sisi *output* karena jika kondisi *match* maka akan meminimalkan terjadinya pantulan dari beban ke sumber dan dapat memperoleh transfer daya maksimum.

## 2.1 Rangkaian Bias DC Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC)

Analisa rangkaian bias DC yaitu pemberian tegangan DC kepada transistor yang berfungsi untuk mendapatkan level tegangan dan arus yang tetap sehingga dapat menentukan daerah kerja transistor. Berdasarkan *datasheet* MMIC GALI-51+ Mini-Circuits diketahui bahwa tegangan sumber bias sebesar 12 volt dan arus bias sebesar 65 mA untuk  $V_d$  sebesar 4.54 volt. Sehingga  $R_{bias}$  dapat diketahui dengan menggunakan persamaan sebagai berikut [4].

$$R_{bias} = \frac{V_{cc} - V_d}{I_{bias}} \quad (1)$$

Dari persamaan (1) diperoleh  $R_{bias}$  sebesar 114.76  $\Omega$ , namun ketika disimulasikan diperoleh  $I_{bias}$  yang tidak sesuai dengan *recommended operating current* yaitu 65 mA – 85 mA yang diketahui pada *datasheet* sehingga dilakukan *tuning*  $R_{bias}$  menjadi 150  $\Omega$  dan diperoleh  $I_{bias}$  sebesar 75.4 mA.

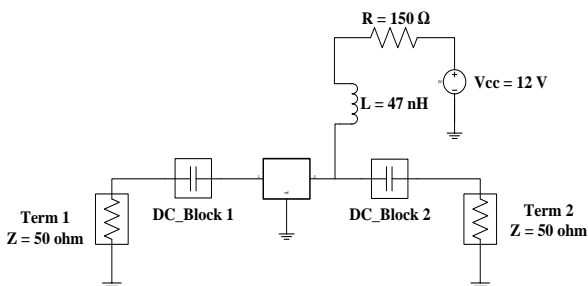
## 2.2 DC Block dan DC Feed

DC *block* berfungsi untuk memblokir sinyal DC dan meloloskan sinyal AC sedangkan DC *feed* berfungsi untuk meloloskan sinyal DC dan memblokir sinyal AC pada rangkaian penguat daya RF. Pada frekuensi tinggi, nilai  $X_L > 500 \Omega$  dan nilai  $X_C < 2 \Omega$  [5] agar tidak terjadi isolasi.

$$X_L = 2\pi fL \quad (2)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (3)$$

Untuk memenuhi persyaratan tersebut, digunakan persamaan (2) sehingga diperoleh nilai L sebesar 47 nH dengan reaktansi induktif sebesar 885.9  $\Omega$  dan untuk nilai C dari persamaan (3) diperoleh sebesar 100 pF dengan reaktansi kapasitif sebesar 0.53  $\Omega$ .

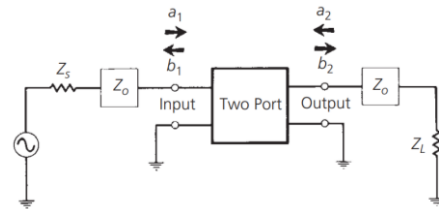


Gambar 2. Skema Elektronik Rangkaian Bias DC Penguat

Rangkaian bias DC pada Gambar 2. disimulasikan pada perangkat lunak ADS 2017 untuk mendapatkan nilai parameter S, kestabilan penguat, dan *maximum available gain*.

## 2.3 Parameter S untuk Rangkaian Dua Port

Pada frekuensi tinggi, parameter yang diukur adalah parameter S (*scattering*) yang menggunakan konsep *magnitude* dan *phase* dari gelombang berjalan (gelombang maju dan gelombang pantul). Gelombang datang dan gelombang pantul untuk rangkaian dua port ditunjukkan pada Gambar 3 [6].



Gambar 3. Gelombang Datang dan Gelombang Pantul untuk Rangkaian Dua Port

Hasil yang diperoleh berdasarkan simulasi rangkaian bias DC yang ditunjukkan Gambar 2. adalah parameter S.

Dapat dilihat pada Tabel 1. berupa nilai Parameter S pada frekuensi 3 GHz.

Tabel 1. Hasil Simulasi Parameter S

Parameter	Nilai
$S_{11}$	0.164 $\angle$ 42.610°
$S_{12}$	0.074 $\angle$ 131.252°
$S_{21}$	5.823 $\angle$ -133.269°
$S_{22}$	0.098 $\angle$ 3.894°

## 2.4 Faktor Kestabilan Penguat

Faktor kestabilan akan menunjukkan kinerja komponen aktif dalam hal kestabilan. Jika transistor tidak stabil, maka transistor akan berosilasi dan terjadi distorsi pada respon frekuensi penguatan. Pada penguat yang dirancang untuk melihat faktor kestabilan nya yaitu dengan menghitung faktor K dan delta *factor*. Syarat merancang suatu penguat yaitu harus dalam kondisi stabil mutlak dimana nilai  $K > 1$  dan  $|\Delta| < 1$ . Untuk menghitung faktor kestabilan (K) dan delta *factor* ( $\Delta$ ) menggunakan persamaan (4) dan persamaan (5) di bawah ini.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (4)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (5)$$

Dari hasil simulasi parameter S disubstitusikan pada persamaan (5) sehingga diperoleh  $|\Delta| < 1$  sebesar 0.42 kemudian untuk mencari K menggunakan persamaan (4) diperoleh  $K > 1$  sebesar 1.32. Karena stabil mutlak maka berlaku kondisi *transducer power gain* ( $G_t$ ) = *available power gain* ( $G_a$ ) = *operating power gain* ( $G_p$ ) = *gain maximum* dan tidak perlu menggambar lingkaran kestabilannya pada *smith chart*.

## 2.5 Maximum Available Gain

Setelah keadaan penguat dalam keadaan stabil tanpa syarat atau stabil mutlak, dapat dihitung nilai *maximum available gain* penguat pada persamaan (6) dan (7) berikut.

$$G_{pmax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (6)$$

$$G_{pmax (dB)} = 10 \log G_{pmax} \quad (7)$$

Dari persamaan (6) dan (7) diperoleh *maximum available gain* sebesar 15.57 dB. Artinya *gain* hasil perancangan sebesar 15.408 dB telah memenuhi *maximum available gain* karena *gain* tidak boleh lebih besar dari *maximum available gain*.

## 2.6 Penyesuai Impedansi

Jika impedansi saluran transmisi tidak *match* dengan beban maka akan menimbulkan rugi-rugi daya pantul dari beban ke sumber. Sehingga tujuan dari penyesuai impedansi yaitu untuk memperoleh transfer daya maksimum. Dalam melakukan penyesuaian impedansi dari rangkaian penguat dapat dilakukan secara analitis atau grafis. Pada perancangan penguat ini dilakukan cara grafis menggunakan *smith chart* untuk mempermudah pengerjaan. Teknik penyesuai impedansi yang digunakan yaitu *single stub parallel open circuit*. Alasan menggunakan teknik ini karena impedansi saluran dapat ditentukan oleh perancang yaitu 50 ohm. Selain itu, teknik ini mudah di implementasikan pada saluran mikrostrip pada PCB. Penyesuai impedansi dilakukan dengan 2 cara yaitu manual dan simulasi. Sebelum membuat *smith chart*, harus menghitung koefisien pantul pada sisi sumber dan sisi beban terlebih dahulu menggunakan persamaan-persamaan berikut.

$$\Gamma_{sm} = C_s * \left[ B_s \pm \sqrt{\frac{B_s^2 - 4|C_s|^2}{2|C_s|^2}} \right] \quad (8)$$

$$\Gamma_{Lm} = C_L * \left[ B_L \pm \sqrt{\frac{B_L^2 - 4|C_L|^2}{2|C_L|^2}} \right] \quad (9)$$

Dimana,

$$C_s = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (10)$$

$$C_s^* = S_{11}^* - \Delta^* S_{22} \quad (11)$$

$$B_s = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (12)$$

$$C_L = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (13)$$

$$C_s^* = S_{22}^* - \Delta^* S_{11} \quad (14)$$

$$B_L = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (15)$$

Dari persamaan (8) diperoleh  $\Gamma_{sm}$  sebesar  $0.241 \angle -33.18^\circ$ . Untuk memperoleh kondisi *matched impedance* pada simulasi, koefisien pantul sumber di *conjugate* menjadi  $0,241 \angle 33,18^\circ$  dan terbukti pada kurva hasil *return loss* dan VSWR tepat pada frekuensi 3 GHz.

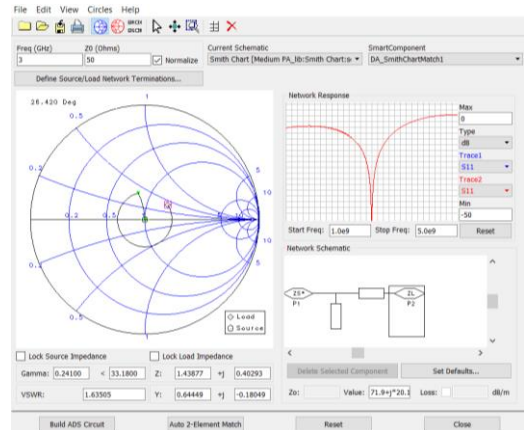
Demikian pula untuk  $\Gamma_{Lm}$  diperoleh dari persamaan (9) sebesar  $0.194 \angle 16.51^\circ$  dan di *conjugate* menjadi  $0.194 \angle -16.51^\circ$ .

Setelah mendapatkan nilai koefisien pantul sumber dan nilai koefisien pantul beban, dapat dicari impedansi sumber dan impedansi beban menggunakan persamaan berikut.

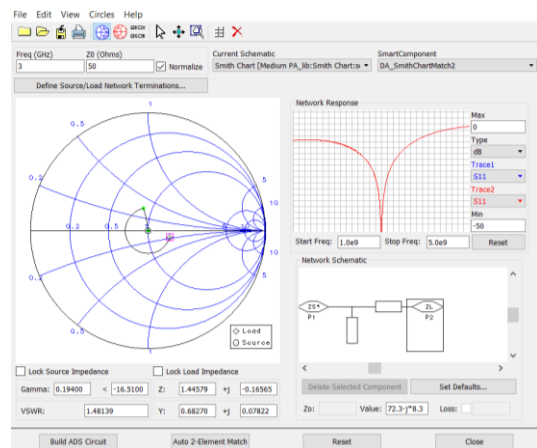
$$Z_s = \frac{1 + \Gamma_{sm}}{1 - \Gamma_{sm}} \quad (14)$$

$$Z_L = \frac{1 + \Gamma_{Lm}}{1 - \Gamma_{Lm}} \quad (15)$$

Dari persamaan (14) diperoleh impedansi sumber sebesar  $1.44 + j0.40 \Omega$  dan dari persamaan (15) diperoleh impedansi beban sebesar  $1.44 - j0.165 \Omega$ . Hasil impedansi sumber dan impedansi beban dalam bilangan kompleks bentuk *rectangular* akan di plot pada *smith chart* manual tujuannya yaitu untuk membandingkan hasil simulasi dengan hasil manual.



Gambar 3. Plot Smith Chart Sisi Sumber pada Perangkat Lunak ADS 2017



Gambar 4. Plot Smith Chart Sisi Beban pada Perangkat Lunak ADS 2017

Penyesuaian impedansi sisi sumber pada Gambar 3. dan sisi beban pada Gambar 4. dilakukan menggunakan *tools smith chart* dimana hasil perhitungan koefisien pantul sumber ( $\Gamma_{sm}$ ) dan koefisien pantul beban ( $\Gamma_{lm}$ ) dalam bentuk bilangan kompleks polar pada bagian  $Z_L$  dimasukkan pada kotak dialog *gamma*. Kemudian setelah respon frekuensi sesuai yang diinginkan didapat TL1 dan TL2 untuk sisi *input* serta TL3 dan TL4 untuk sisi *output* dan panjang dari *TLines* ideal ini akan dikalkulasikan menggunakan *tools linecalc*.

## 2.7 Saluran Mikrostrip

Pada mikrostrip, saluran terdiri dari konduktor strip (*line*) dan sebuah konduktor bidang tanah yang dipisahkan oleh medium dielektrik dengan konstanta dielektrik. Substrat memiliki suatu nilai konstanta dielektrik ( $\epsilon_r$ ) dan ketebalan tertentu tergantung dari merek dagang yang dipilih. Pada simulasi penguat yang dirancang menggunakan spesifikasi substrat rogers 4350B.

Tabel 2. Spesifikasi Rogers 4350B

Parameter	Nilai
Konstanta Dielektrik $\epsilon_r$	3,48
Ketebalan Substrat h (mm)	1,524
Ketebalan Konduktor T ( $\mu\text{m}$ )	0,35
Impedansi Karakteristik $Z_0$ ( $\Omega$ )	50

Untuk perancangan, jika diketahui impedansi karakteristik  $Z_0$  dan konstanta dielektrik  $\epsilon_r$ , lebar saluran mikrostrip ( $W$ ) dan  $\lambda$  dapat dicari menggunakan persamaan-persamaan sebagai berikut.

$$\frac{W}{h} \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B-1 - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B-1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] & \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (16)$$

dengan,

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (17)$$

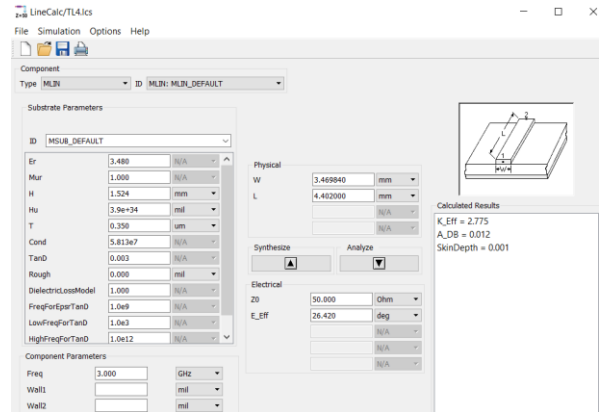
$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (18)$$

Konstanta dielektrik efektif

$$\epsilon_{eff} \begin{cases} \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left( \left[ 1 + \frac{12h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left[ 1 - \frac{W}{h} \right]^2 \right) & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[ 1 + \frac{12h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (19)$$

$$\lambda_g = \frac{C}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (20)$$

Karena  $\frac{W}{h} > 2$  maka digunakan persamaan (18) untuk mencari  $B$  kemudian diperoleh lebar saluran mikrostrip ( $W$ ) sebesar  $3469.84 \mu\text{m}$  dari persamaan (16). Kemudian karena  $\frac{W}{h} > 1$  diperoleh konstanta dielektrik efektif ( $\epsilon_{eff}$ ) sebesar 2.742 dari persamaan (19) sehingga untuk mencari panjang gelombang saluran mikrostrip ( $\lambda_g$ ) digunakan persamaan (20) dan diperoleh sebesar  $60390 \mu\text{m}$ .



Gambar 5. Jendela *LineCalc*

Gambar 5. merupakan jendela *linecalc* di mana terdapat *Msub* untuk mensubstitusikan spesifikasi dari PCB yang akan digunakan. *Tools* ini berfungsi untuk menghitung ukuran lebar saluran mikrostrip ( $W$ ) dan panjang saluran mikrostrip ( $L$ ) yaitu dengan cara mensintesis besar sudut perputaran (dalam *degree*) yang didapat dari rangkaian penyesuaian impedansi TL1 dan TL2 untuk sisi *input* serta TL3 dan TL4 untuk sisi *output* dengan  $Z_0$  sebesar 50 ohm.

Tabel 3. Perbandingan Hasil Simulasi dan Perhitungan Lebar Mikrostrip ( $W$ )

Perbedaan	Lebar ( $W$ )
Perhitungan	$35905.44 \mu\text{m}$
Simulasi	$34698.40 \mu\text{m}$

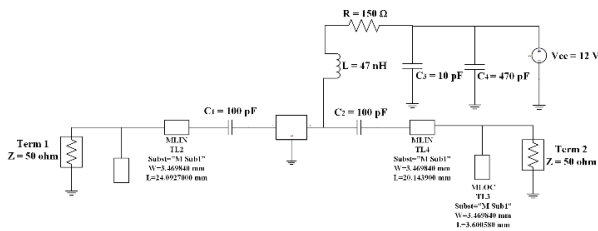
Tabel 4. Perbandingan Hasil Simulasi dan Perhitungan Panjang Saluran Mikrostrip ( $d$ )

Panjang Saluran ( $d$ )	<i>Input</i>	<i>Output</i>
Perhitungan	$26269.65 \mu\text{m}$	$22706.64 \mu\text{m}$
Simulasi	$24092.70 \mu\text{m}$	$20143.90 \mu\text{m}$

Tabel 5. Perbandingan Hasil Simulasi dan Perhitungan Panjang Stub Mikrostrip ( $l$ )

Panjang Stub ( $l$ )	<i>Input</i>	<i>Output</i>
Perhitungan	$4468.86 \mu\text{m}$	$3442.23 \mu\text{m}$
Simulasi	$4402.00 \mu\text{m}$	$3600.58 \mu\text{m}$

Dari hasil perbandingan pada Tabel 3, Tabel 4, dan Tabel 5 dapat dilihat terdapat perbedaan nilai antara hasil perhitungan dengan simulasi namun perbedaan nilai ini tidak begitu jauh Berdasarkan hasil perhitungan diperoleh nilai  $W$  sebesar  $35905.44 \mu\text{m}$  dan untuk hasil simulasi  $34698.40 \mu\text{m}$ . Dalam simulasi perangkat lunak secara otomatis melibatkan angka-angka dengan ketelitian yang lebih tinggi. Untuk perbedaan panjang saluran (d), pada penyesuaian impedansi menggunakan smith chart manual hasil ditambahkan dengan  $\frac{\lambda}{4}$  karena pada simulasi smith chart bergerak dari  $Z_L$  sedangkan manual smith chart bergerak dari  $Y_L$  sehingga hasil perhitungan dengan hasil simulasi tidak begitu jauh dan hasil simulasi lebih akurat.



Gambar 6. Rangkaian Penguat Keseluruhan

Rangkaian penguat pada Gambar 6. disimulasikan pada perangkat lunak ADS 2017 untuk melihat kurva hasil dari parameter-parameter hasil simulasi yang kemudian dibandingkan dengan spesifikasi perancangan.

### 3. HASIL SIMULASI DAN PEMBAHASAN

#### 3.1 Faktor Kestabilan dan Maximum Gain

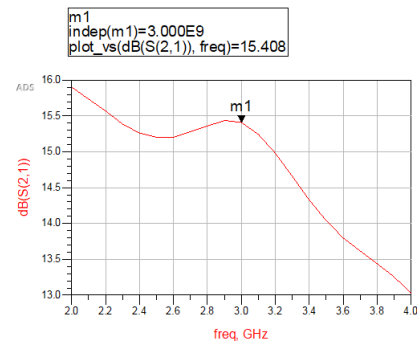
freq	MaxGain1	StabFact1
2.000 GHz	16.500	1.230
2.100 GHz	16.388	1.238
2.200 GHz	16.303	1.247
2.300 GHz	16.187	1.258
2.400 GHz	16.087	1.267
2.500 GHz	16.006	1.273
2.600 GHz	15.904	1.284
2.700 GHz	15.825	1.293
2.800 GHz	15.717	1.304
2.900 GHz	15.643	1.312
3.000 GHz	15.557	1.324
3.100 GHz	15.461	1.333
3.200 GHz	15.384	1.345
3.300 GHz	15.308	1.356
3.400 GHz	15.243	1.362
3.500 GHz	15.187	1.368
3.600 GHz	15.092	1.384
3.700 GHz	15.047	1.385
3.800 GHz	14.977	1.393
3.900 GHz	14.905	1.413
4.000 GHz	14.840	1.420

Gambar 7. Faktor Kestabilan dan Maximum Gain Penguat

Pada Gambar 7. hasil simulasi faktor kestabilan 1.324 sesuai dengan perhitungan dan memenuhi spesifikasi perancangan yaitu faktor kestabilan  $> 1$ . Maximum Gain hasil simulasi 15.557 dB sesuai dengan spesifikasi

perancangan dan hasil perhitungan pada persamaan (6) dan (7).

#### 3.2 Gain

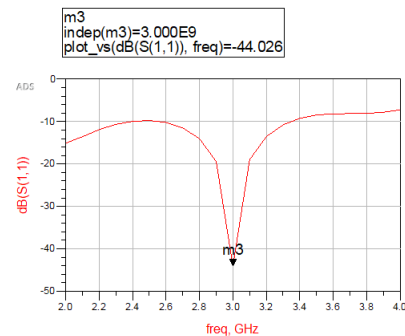


Gambar 8. Kurva Gain Penguat

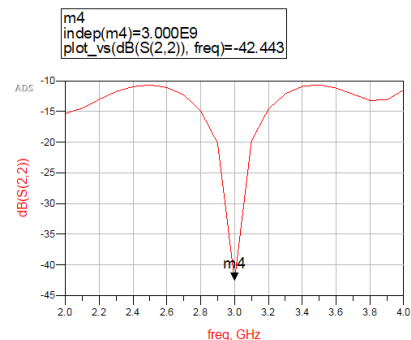
Gambar 8. adalah kurva dari  $S_{21}$  yang merupakan parameter dari power gain. Gain hasil simulasi sebesar 15.408 dB. Spesifikasi perancangan yaitu gain  $\leq 15$  dB artinya hasil gain simulasi jauh lebih baik dari perkiraan spesifikasi perancangan.

#### 3.3 Return Loss

##### 3.3.1 Return Loss Input dan Return Loss Output



Gambar 9. Kurva Return Loss Input Penguat



Gambar 10. Kurva Return Loss Output Penguat

Gambar 9. menunjukkan kurva  $S_{11}$  yaitu return loss input 44.026 dB dan Gambar 10. menunjukkan kurva  $S_{22}$  yaitu return loss output 42.443 dB yang telah memenuhi spesifikasi perancangan return loss  $\geq 10$  dB (dibaca absolut). Berikut persamaan-persamaan terkait koefisien pantul, return loss, dan VSWR.



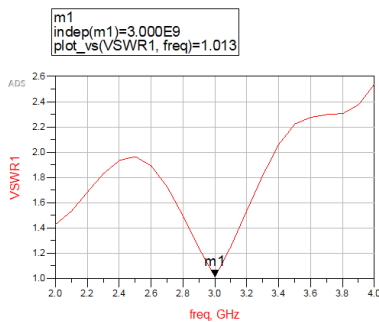
$$RL = -20 \log |\rho| \quad (21)$$

$$VSWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (22)$$

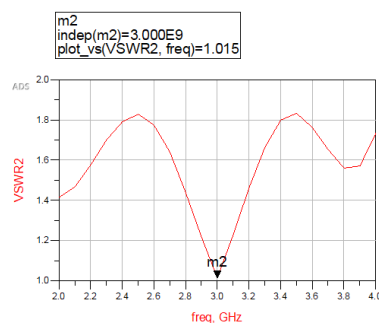
Untuk mendapatkan nilai VSWR, terlebih dahulu mencari koefisien pantul ( $\rho$ ) menggunakan rumus *return loss* pada persamaan (21). Dari persamaan (21) *return loss input* diperoleh  $\rho$  sebesar  $6.29 \times 10^{-3}$  sehingga VSWR *input* dari persamaan (22) diperoleh sebesar 1.013. Kemudian *return loss output* diperoleh  $\rho$  sebesar  $7.548 \times 10^{-3}$  sehingga VSWR *output* diperoleh sebesar 1.015. Alasan VSWR  $\leq 2$  karena ketika nilai *return loss* 10 dB disubstitusikan pada persamaan (21) dan persamaan (22) diperoleh VSWR = 2. Nilai VSWR secara teori maksimal adalah 2 karena jika VSWR > 2 maka banyak daya yang dipantulkan dan artinya impedansi saluran dengan impedansi beban *mismatched* atau  $Z_0 \neq Z_L$ . Sehingga dari persamaan (21) dan persamaan (22) terbukti semakin kecil nilai VSWR (mendekati 1) maka *return loss* akan semakin besar yang mana sinyal yang dipantulkan dari beban ke sumber akan semakin sedikit.

### 3.4 VSWR

#### 3.4.1 VSWR *Input* dan VSWR *output*



Gambar 11. Kurva VSWR *Input* Penguat



Gambar 12. Kurva VSWR *Output* Penguat

Gambar 11. menunjukkan kurva VSWR *input* diperoleh 1.013 dan Gambar 12. menunjukkan kurva VSWR *output* diperoleh 1.015 hasilnya sama seperti perhitungan menggunakan persamaan (22). Melalui parameter ini dapat disimpulkan bahwa rangkaian penguat yang dirancang telah *match* antara sisi *input* dan sisi *output* nya karena nilai VSWR sudah sangat mendekati 1 (ideal). Pada kondisi ini, sinyal yang dipantulkan sedikit sekali atau bahkan tidak ada dan

pada teori dikatakan terjadi transfer daya maksimum (*matched*).

## 4. KESIMPULAN

Berdasarkan proses perancangan dan hasil simulasi penguat daya menengah dapat disimpulkan bahwa :

1. Nilai *return loss input* dan *return loss output* tidak sesuai dengan *datasheet*. Pada *datasheet return loss input* 16.01 dB dan *return loss output* 19.48 dB. Hal ini karena nilai pada *datasheet* merupakan nilai aktual sedangkan pada hasil simulasi, semua komponen dalam keadaan ideal.
2. Hasil simulasi telah mencapai spesifikasi perancangan yaitu diperoleh nilai *gain*  $\geq 15$  dB, faktor kestabilan penguat  $> 1$ , *return loss input*  $\geq 10$  dB, *return loss output*  $\geq 10$  dB, VSWR *input*  $\leq 2$ , dan VSWR *output*  $\leq 2$ .

Adapun saran dari penelitian ini adalah:

1. Teknik penyesuaian impedansi menggunakan *single stub* ini mudah untuk diimplementasikan pada saluran mikrostrip. Untuk memperoleh dimensi panjang dan lebar dari saluran mikrostrip yang lebih kecil, pada perancangan penguat RF disarankan bekerja pada frekuensi yang lebih tinggi.
2. Hasil dari perancangan dan simulasi penguat sudah memenuhi spesifikasi perancangan sehingga dapat dilanjutkan menjadi penguat dua tingkat untuk mendapatkan *gain* yang lebih tinggi atau dilanjutkan ke tahap realisasi.

## DAFTAR PUSTAKA

- [1] B. Mulyadi, A. A. Muayyad dan Y. Wahyu, "Perancangan dan Realisasi Penguat Daya Pada Frekuensi S-Band untuk Radar Pengawas Pantai," *e-Proceeding of Engineering*, vol. 4, no. 1, pp. 255-262, April 2017.
- [2] E. T. Sasongko, B. Prasetya dan P. Daud, "Rancang Bangun Penguat Daya untuk Frekuensi 2,5-2,69 GHz Berbasis Mikrostrip," dalam *Tugas Akhir*, Bandung, Telkom University, 2011, pp. 1-45.
- [3] Mini-Circuits, "Datasheet MMIC GALI-51+," [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=GALI-51%2B>. [Diakses 4 Maret 2021].
- [4] Circuits, Mini, "Biasing MMIC Amplifiers (e.g., ERA SERIES)," 21 January 2009. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pages/pdfs/an60010.pdf>. [Diakses 27 April 2021].
- [5] Edaboard.com, "How to Define the Capacitor value for DC Block," [Online]. Available: <https://www.edaboard.com/>. [Diakses 4 Maret 2021].
- [6] C. Bowick, J. Blyler dan C. Ajluni, RF CIRCUIT

Design, NEWNES, 2008.

- [7] A. Asri Fevi Sari Sidabutar, M. Dr.Ir.Heroe Wijanto dan S. Yaya Sulaeman, "Penguat Daya 500 Miliwatt Untuk Radar Cuaca 5,5-5,7 GHz," *e-Proceeding of Engineering*, vol. II, pp. 4393-4440, 2019.
- [8] C. Wu, C. Chang, H. Liu, T. Ko dan H. Chiu, "High Linearity 5.2 GHz Power Amplifier MMIC Using the Linearizer Circuit," *Journal of Semiconductors*, vol. 31, no. 2, pp. 633-635, 2008.
- [9] D. K. Misra, "Impedance-Matching Networks," dalam *Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits*, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2004, pp. 189-233.