

Perancangan *Low Noise Amplifier* dengan Teknik *Non Simultaneous Conjugate Match* untuk Aplikasi Radar *S-Band*

Design of Low Noise Amplifier *Using Non Simultaneous Conjugate Match Technique* *for S-Band Radar Application*

Yana Taryana^{a,*}, Achmad Munir^b, Yaya Sulaeman^a, dan Dedi^a

^a Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi, Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia

Komp LIPI Gd 20, Jl Sangkuriang 21/54D, Bandung 40135, Indonesia

^b Laboratorium Gelombang mikro dan Radio Telekomunikasi

Sekolah Teknik Elektro dan Informatika, Institut Teknologi Bandung

Jalan Ganesha 10, Bandung 40135, Indonesia

Abstrak

Radar merupakan sistem pemancar dan penerima gelombang elektromagnetik untuk mendeteksi, mengukur jarak dan membuat peta benda-benda seperti pesawat terbang, kapal laut, kendaraan bermotor dan informasi cuaca. Salah satu kendala yang dihadapi pada sistem radar adalah sinyal pantulan yang memiliki daya yang rendah sehingga kualitas penerimaan menjadi kurang baik. Untuk mengatasi kendala tersebut dibutuhkan penguat daya pada sistem penerima yaitu *Low Noise Amplifier* (LNA). Oleh karena itu, tulisan ini memaparkan perancangan LNA dengan menggunakan teknik *Non Simultaneous Conjugate Match* (NSCM) untuk aplikasi radar *S-Band*. Teknik ini memberikan kemudahan dalam menentukan nilai *trade off* (TO) untuk nilai *gain*, *noise figure* (NF) dan *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) yang diinginkan. Dalam proses perancangannya, perangkat lunak *Agilent Design System* (ADS) 2011 digunakan untuk mendapatkan hubungan antara lingkaran *gain*, lingkaran NF, lingkaran VSWR, dan lingkaran *mismatch factor* (M). Dari hubungan tersebut diperoleh nilai impedansi masukan dan keluaran dari komponen aktif. Dalam tulisan ini, LNA dirancang dua tingkat untuk mendapatkan penguatan yang tinggi. Masing-masing tingkat menggunakan komponen aktif BJT BFP420 dengan penguatan dirancang sebesar 13,50 dB untuk tingkat pertama dan kedua, dan M sebesar 0,98. Sedangkan untuk saluran penyesuaian impedansinya menggunakan substrat teflon fiberglass DiClad527. Hasil simulasi menunjukkan karakteristik LNA pada frekuensi 3 GHz yaitu *gain* sebesar 28,80 dB, NF sebesar 2,80 dB, VSWR_{in} sebesar 1,05 dan VSWR_{out} sebesar 1,1.

Kata kunci: *gain*, LNA, *Trade off*, *noise figure*, *non simultaneous conjugate match*, VSWR.

Abstract

Radar is an object-detection system that uses radio waves to determine the range, angle, or velocity of objects. It can be used to detect aircraft, ships, motor vehicles, and weather formations. One of the obstacles facing the radar system is the reflected signal which has a lower power signal so that the reception quality becomes poor. To solve this obstacle, a *Low Noise Amplifier* (LNA) is needed at receiver part of radar. Therefore, this paper is proposed to discuss LNA design using *non simultaneous conjugate match* (NSCM) technique for *S-band* radar application. This technique provides convenience in determining the value of a *trade off* (TO) between *gain*, *noise figure* (NF) and *voltage standing wave ratio* (VSWR) desired. In design process, the *Agilent Design System* (ADS) 2011 software is used to create a relationship between *gain circle*, *NF circle*, *VSWR circle*, and the *mismatch factor* (M) circle. From the result of that relationship, it can be determined the input and output impedance of the active components. In this paper, two stage LNA is designed to obtain high gain. The active components of BJT BFP420 type are used for each stage where the gain is designed as high as 13.50 dB for first stage and second stage and M is 0.98. Whilst, the substrate of teflon fiberglass DiClad527 type is used as microstrip lines for matching impedance network. The simulation results at 3 GHz frequency record the gain of 28.80 dB, NF of 2.80 dB, VSWR_{in} of 1.05 and VSWR_{out} of 1.10.

Keywords: *gain*, LNA, *trade off*, *noise figure*, *non simultaneous conjugate match*, VSWR.

I. PENDAHULUAN

Radar (*Radio Detection and Ranging*) merupakan sistem pemancar dan penerima gelombang elektromagnetik untuk mendeteksi, mengukur jarak dan

membuat peta benda-benda seperti pesawat terbang, kapal laut, kendaraan bermotor dan informasi cuaca. Salah satu sistem radar yang dikembangkan di PPET-LIPI adalah Radar *S-band* untuk pengawasan pantai. Salah satu kendala yang dihadapi pada sistem radar ini adalah sinyal pantulan yang memiliki daya yang rendah sehingga kualitas penerimaan menjadi kurang baik. Untuk mengatasi kendala tersebut maka dibutuhkan sebuah penguat daya pada bagian penerima yaitu *Low Noise Amplifier* (LNA) [1].

* Corresponding Author.

Email: yanvirs@gmail.com

Received: November 9, 2015; Revised: November 24, 2015

Accepted: December 24, 2015

Published: December 30, 2015

© 2015 PPET - LIPI

doi : 10.14203/jet.v15.45-49

Untuk memberikan kualitas penerimaan yang baik pada sistem penerima tersebut, maka LNA yang terpasang harus memiliki *noise figure* (NF) yang rendah dan *gain* yang tinggi, agar sinyal yang diterima dapat diproses pada tingkat selanjutnya [2]. Untuk mendapatkan *gain* yang tinggi, biasanya sebuah LNA dirancang dengan sistem bertingkat. Akan tetapi sistem penguat bertingkat mempunyai kekurangan yaitu dapat mempengaruhi kenaikan NF [3]. Untuk mengatasi permasalahan tersebut, maka harus ditentukan nilai *trade off* (TO) antara kebutuhan *gain* dan NF. Untuk itu, tulisan ini memaparkan tentang perancangan LNA dengan menggunakan teknik *non simultaneous conjugate match* (NSCM). untuk aplikasi radar *S-Band* di mana teknik ini memberikan kemudahan dalam menentukan nilai TO antara *gain* dan NF.

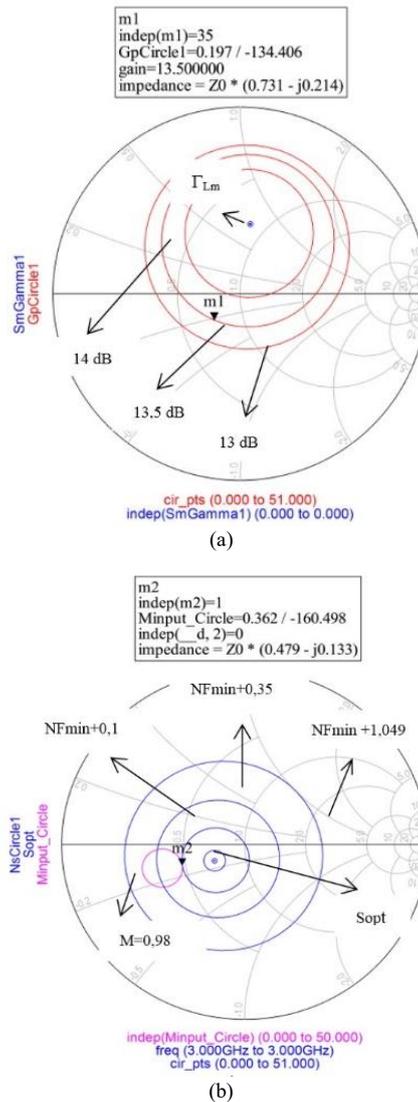
Pada dasarnya teknik NSCM adalah mengkondisikan rangkaian dalam keadaan *mismatch* pada bagian masukan. Besarnya nilai *mismatch factor* (M) dapat ditentukan sesuai dengan kebutuhan perancangan. Dengan bantuan perangkat lunak *Agilent Design System (ADS)* 2011 dapat dibuat hubungan lingkaran *gain* dengan lingkaran *mismatch* yang akan menunjukkan nilai VSWR dan NF [4], [5].

Gambar 1 memperlihatkan hubungan lingkaran *gain* dengan lingkaran *mismatch* yang terjadi pada simulasi komponen aktif BJT BFP 420. Dengan bantuan perangkat lunak ADS 2011, dapat dibuat tiga buah lingkaran *gain* untuk menentukan *gain* yang akan dipilih sesuai dengan keinginan perancangan seperti yang diperlihatkan pada Gambar 1 (a). *Gain* yang dipilih ditandai dengan m1 sedangkan NF yang dipilih ditandai dengan m2 seperti ditunjukkan pada Gambar 1 (b). Pada saat m2 dipindahkan maka posisi m1 akan berubah mengikuti lingkaran *gain*. Nilai TO yang harus diambil adalah ketika terjadi lingkaran *mismatch* memotong lingkaran NF. Dari kejadian ini maka diperoleh nilai TO antara *gain*, NF dan VSWR. Hubungan kedua lingkaran itu menghasilkan juga nilai koefisien refleksi sumber (Γ_S), impedansi sumber (Z_S), koefisien refleksi beban (Γ_L) dan impedansi beban (Z_L).

II. TOPOLOGI LNA

Terdapat bermacam-macam jenis topologi yang dapat digunakan dalam merancang sebuah LNA. Dalam perancangan ini, topologi yang digunakan adalah *common emitter* (CE), di mana sinyal *input* pada basis transistor BFP420 sedangkan *output*-nya pada bagian kolektornya. Topologi ini dipilih agar sinyal masukan mendapatkan sensitivitas dan linieritas yang baik [6].

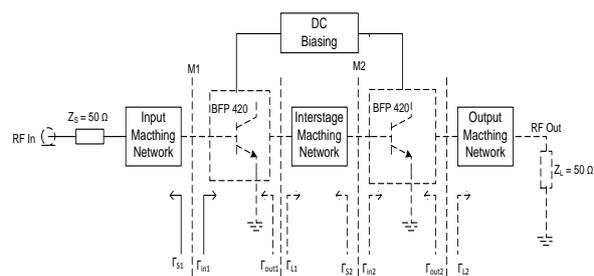
Pada Gambar 2 untuk mencapai *gain* maksimum pada penguat tingkat pertama harus memenuhi $\Gamma_{S1} = \Gamma_{in1}^*$ dan $\Gamma_{L1} = \Gamma_{out1}^*$ sedangkan pada penguat tingkat kedua $\Gamma_{S2} = \Gamma_{in2}^*$ dan $\Gamma_{L2} = \Gamma_{out2}^*$ [7] - [10]. Kondisi tersebut sangat sulit dicapai dengan teknik *simultaneous conjugate match* karena menurut Persamaan 1 dan 2, Γ_{in2} dipengaruhi oleh Γ_{L1} dan Γ_{out1} dipengaruhi oleh Γ_{S1} . Kejadian ini berlaku juga untuk penguat tingkat kedua. Sedangkan pada teknik NSCM dapat menyederhanakan perhitungan matematis karena lingkaran *gain* pada *Smith chart* memberikan nilai Z_L dan Z_S sehingga tidak harus menghitung nilai Γ_{in} dan Γ_{out} . Simbol M1 dan M2 pada Gambar 2, masing masing



Gambar 1. (a) Lingkaran *Gain*, (b) Lingkaran *Noise Figure* dan *Mismatch*.

menunjukkan nilai *mismatch factor input* pada penguat tingkat pertama dan nilai *mismatch factor input* pada penguat tingkat kedua.

Saat terjadi transfer daya maksimum, maka VSWR bernilai satu artinya sinyal daya RF yang berasal dari sumber diteruskan sepenuhnya oleh penguat. Kondisi ini dapat dinyatakan dengan impedansi *mismatch* faktor (M) = 1. Sebaliknya, apabila rangkaian dalam keadaan *missmatch*, maka sinyal daya yang dikirim tidak sepenuhnya diteruskan tetapi ada sebagian daya yang dipantulkan ke sumber. Secara matematis, kondisi ini dapat dinyatakan bahwa VSWR > 1, atau M < 1. Dalam teknik NSCM, kondisi *missmatch* tersebut merupakan



Gambar 2. Topologi LNA 2 Tingkat.

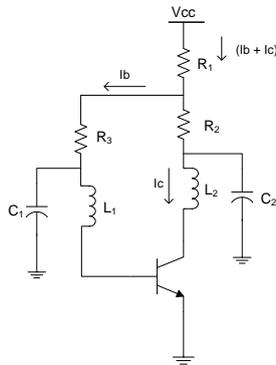
bagian terpenting untuk merancang rangkaian penyesuaian impedansi.

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

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

III. PERANCANGAN

Berdasarkan Gambar 2, langkah pertama perancangan sebuah LNA adalah menentukan rangkaian catu daya. Konfigurasi rangkaian catu daya untuk perancangan LNA ini ditunjukkan oleh Gambar 3. Rangkaian ini dirancang dengan tegangan catu daya (V_{CC}) = 5 Volt, $\beta = 100$, $I_C = 10$ mA, $V_{BE} = 0,7$ Volt dan $V_{CE} = 2$ Volt. Melalui Persamaan 3, 4, dan 5 maka diperoleh nilai-nilai resistansi R_1 , R_2 , dan R_3 adalah 100 Ω , 182 Ω , dan 30,1 K Ω .



Gambar 3. Rangkaian Catu Daya.

$$V_{CC} = (I_C + I_b)R_1 + I_C R_2 + V_{CE} \quad (3)$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} \quad (4)$$

$$I_C R_2 + V_{CE} = I_b R_3 + V_{BE} \quad (5)$$

Langkah selanjutnya adalah mensimulasikan rangkaian catu daya ini dengan menggunakan software ADS 2011 untuk memperoleh parameter *scattering* (S) dari transistor BJT BFP420. Parameter S yang diperoleh pada frekuensi 3 GHz adalah:

$$S_{11} = 0,540 \angle 162,904^\circ \quad S_{12} = 0,075 \angle 48,295^\circ$$

$$S_{21} = 4,240 \angle 63,908^\circ \quad S_{22} = 0,151 \angle -137,164^\circ$$

Parameter-parameter S ini digunakan untuk menentukan daerah kestabilan penguat melalui Persamaan 6 dan 7.

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (6)$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12} - S_{21}|} \quad (7)$$

Dari Persamaan 6 dan 7, maka diperoleh nilai $|\Delta| = 0,323 \angle -53,22^\circ$ dan $K = 1,24$. Untuk nilai $|\Delta| < 1$ dan $K > 1$, maka penguat dalam keadaan stabil tanpa syarat sehingga proses perancangan bisa dilanjutkan pada proses berikutnya.

Pada Gambar 2, LNA pada tingkat pertama dan kedua dirancang dengan karakteristik yang sama, yaitu *gain* 13,50 dB, *NF* < 2,80 dB dan *VSWR* < 1,5. Dari spesifikasi tersebut maka diperoleh nilai $Z_S = 23,95 - j6,65$ dan $Z_L = 36,55 - j10,7$. Nilai-nilai impedansi tersebut diperlukan untuk merancang rangkaian penyesuaian impedansi. Rangkaian ini merupakan bagian yang penting untuk mendapatkan transfer penguatan yang maksimal. Penguatan dapat dihitung dengan membuat hubungan antara *transducer gain* (G_T) dan *operating Gain* (G_p) dengan *mismatch factor* (M) secara matematis dinyatakan oleh Persamaan 8 dan 9. Sedangkan hubungan *VSWR* dengan M ditunjukkan oleh Persamaan 10. Persamaan 11 menunjukkan hubungan M dengan *NF* [7].

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_{in}|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)} \quad (8)$$

$$G_T = \underbrace{\frac{(1 - |\Gamma_L|^2) |S_{21}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)}}_{G_p} \cdot \underbrace{\frac{(1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_{in}|^2)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2}}_M \quad (9)$$

$$VSWR = \frac{1 + \sqrt{1 - M}}{1 - \sqrt{1 - M}} \quad (10)$$

Untuk penguat bertingkat maka nilai *NF* dapat diperoleh dengan menghitung *NF*-nya melalui Persamaan 11 dan 12, yaitu:

$$F_{tot} = F_1 + (F_2 - 1) \frac{M_2}{M_1 G_{p1}} \quad (11)$$

$$F_1 = F_2 = F_{min} + M \quad (12)$$

Langkah selanjutnya adalah merancang rangkaian penyesuaian impedansi untuk masing-masing tingkat penguat. Pada Gambar 2, terdapat tiga konfigurasi rangkaian penyesuaian impedansi, yaitu *input impedance matching network*, *interstage impedance matching network* dan *output impedance matching network* [12]. Nilai-nilai yang diperoleh untuk masing-masing penyesuaian impedansi harus dikonversi pada nilai dimensi *microstrip line* melalui Persamaan 13 dan 14.

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (13)$$

di mana,
$$B = \frac{377\pi}{2Z_o\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0,63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0,1255}} \right]^{1/2} \quad (14)$$

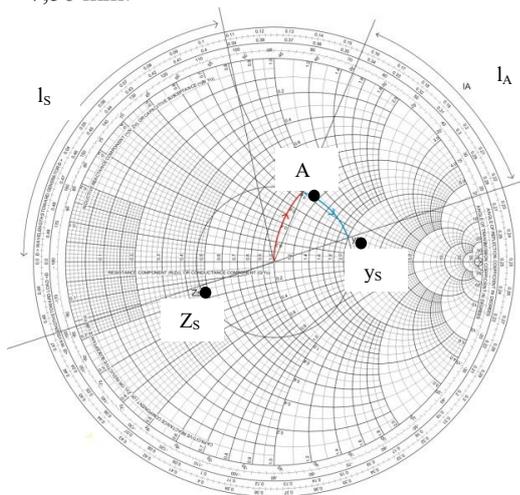
di mana,
$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

A. *Input Impedance Matching Network*

Seluruh rangkaian penyesuaian impedansi dirancang dengan menggunakan saluran mikrostrip dari bahan substrat arlon teflon fiberglass DiClad527 dengan

karakteristik ketebalan (h) 1,016 mm, permitivitas (ϵ_r) 2,5, ketebalan konduktor (t) 0,036 mm dan *loss tangent* ($\tan \delta$) 0,0018. Penyelesaian untuk *input impedance matching network* adalah membuat kondisi $Z_S = Z_0$, di mana Z_0 sebagai impedansi karakteristik saluran sebesar 50Ω .

Gambar 4 menggambarkan penyelesaian grafis melalui bantuan *Smith chart* untuk menentukan nilai jarak *stub* dan panjang *stub* dari rangkaian penyesuai impedansi. Penyelesaian grafis ini menghasilkan konfigurasi berupa rangkaian *stub* tunggal parallel dengan jarak *stub* (l_A) = (0,223-0,156) λ = 0,067 λ dan panjang *stub* (l_S) = 0,109 λ . Selanjutnya melalui Persamaan 13 dan 14 maka diperoleh l_A = 4,65 mm dan l_S = 7,56 mm.

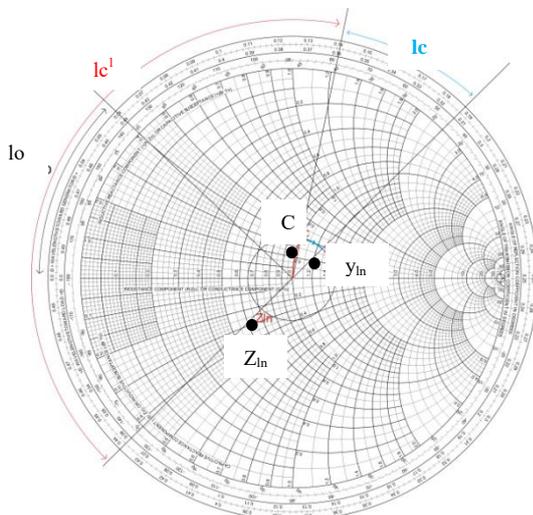


Gambar 4. Penyelesaian Grafis *Input Impedance Matching Network*.

B. Output Impedance Matching Network

Penyelesaian pada *output impedance matching network* adalah impedansi (Z_{in}) ternormalisasi harus sama dengan impedansi Z_0 pada sisi *output*. Dengan cara yang sama dengan penyelesaian *input impedance matching network* maka diperoleh penyelesaian grafis yang ditunjukkan oleh Gambar 5.

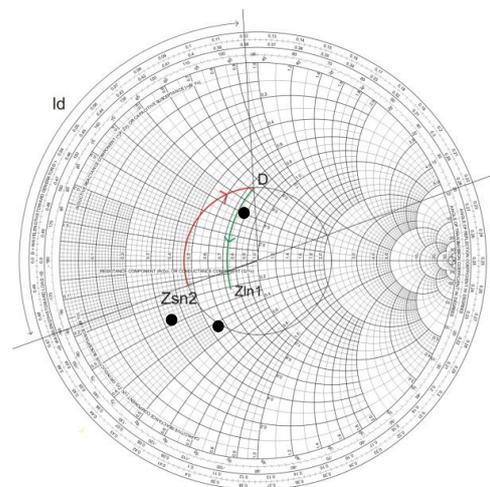
Dari Gambar 5 diperoleh penyelesaian untuk jarak *stub* $l_C^1 = 0,14 \lambda + (0,50 - 0,38) \lambda = 0,202 \lambda = 14,02$ mm dan untuk panjang *stub* (l_o) = 0,06 λ = 4,20 mm.



Gambar 5. Penyelesaian Grafis *Output Impedance Matching Network*.

C. Interstage Impedance Matching Network

Penyelesaian untuk *interstage impedance matching network* dapat dilakukan dengan cara menyesuaikan impedansi Z_{in1} terhadap impedansi Z_{sn2} seperti ditunjukkan pada Gambar 6. Penyelesaian grafis untuk jaringan penyesuai impedansi ini, yaitu dengan membuat lingkaran dengan jari-jari sebesar magnitude dari Z_{sn2} sehingga menghasilkan titik D (0,731+j0,64). Kemudian titik D dibuat lingkaran mengikuti lingkaran resistansi konstan menuju titik Z_{in1} sehingga dihasilkan sebuah kapasitansi seri. Besarnya kapasitansi ditentukan oleh $(-j0,214-j0,64) = -j0,854$, selanjutnya nilai reaktansi tersebut dinormalisasi kembali terhadap impedansi 50Ω sehingga dihasilkan $-j0,854$ sehingga diperoleh kapasitansi seri sebesar 1,24 pF.

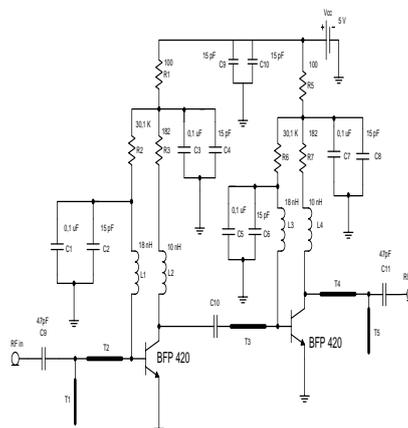


Gambar 6. Penyelesaian Grafis untuk *Interstage Impedance Matching Network*.

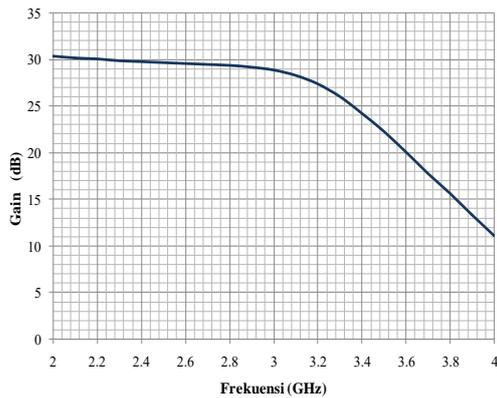
IV. KARAKTERISASI DAN PEMBAHASAN

Proses akhir perancangan menghasilkan rangkaian lengkap LNA seperti yang ditunjukkan pada Gambar 7. Rangkaian tersebut dilengkapi dengan *RF choke* dan *DC blocking*. *RF choke* ditunjukkan oleh komponen C1, C2, L1, L2, C5, C6, L3, dan L4 sedangkan *DC blocking* ditunjukkan oleh C9 dan C11.

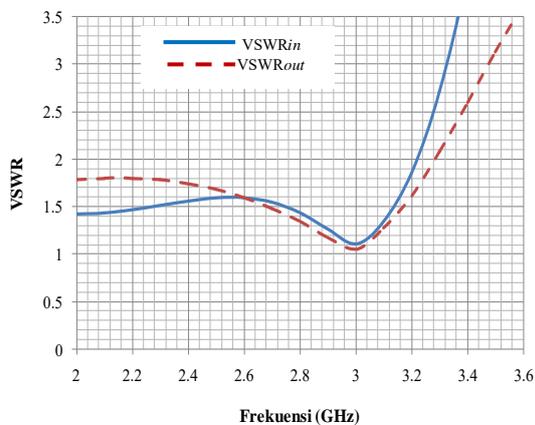
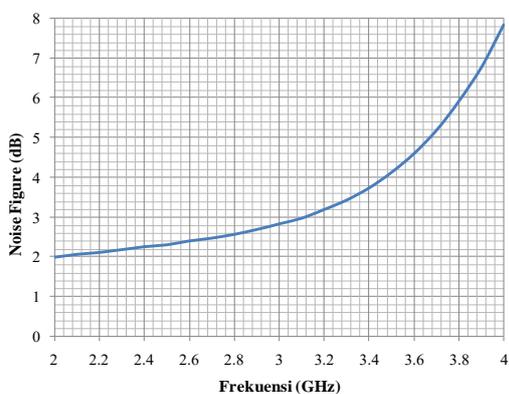
Proses selanjutnya adalah mensimulasikan rangkaian LNA pada Gambar 7 untuk mendapatkan karakterisasi hasil perancangan. Karakterisasi hanya dilakukan pada parameter *gain*, $VSWR_{in}$, $VSWR_{out}$ dan NF karena yang hasilnya diperlihatkan oleh grafik pada Gambar 8, 9, dan 10.



Gambar 7. Rangkaian Akhir Hasil Perancangan.

Gambar 8. Grafik *Gain* Hasil Simulasi.

Gambar 8 memperlihatkan besarnya penguatan terhadap frekuensi. Penguatan mengalami penurunan dengan bertambahnya frekuensi walaupun nilai penurunannya tidak terlalu besar. Artinya teknik NSCM ini memberikan respon frekuensi sebagai *low pass filter* dengan penguatan pada frekuensi tengah (3 GHz) sebesar 28,80 GHz. Besarnya penguatan yang berbeda pada setiap respon frekuensi, kemungkinan terjadi karena nilai ϵ_r dari substrat teflon fiberglass Diclad527 berbeda-beda pada setiap frekuensi sehingga menyebabkan rangkaian penyesuai impedansi pada setiap frekuensi berbeda-beda pula. Hal ini terjadi juga pada hasil simulasi untuk VSWR dan NF.

Gambar 9. Grafik VSWR_{in} dan VSWR_{out} Hasil Simulasi.Gambar 10. Grafik *Noise Figure* Hasil Simulasi.

Untuk mendapatkan karakteristik yang baik maka perlu dilakukan pengukuran terlebih dahulu terhadap material substrat untuk mendapatkan nilai ϵ_r yang tepat pada setiap frekuensi. Cara ini membutuhkan waktu dan peralatan yang dapat mengukur nilai ϵ_r . Cara lainnya adalah dengan mengoptimalkan rangkaian penyesuai impedansi saat proses simulasi dengan mengatur jarak dan panjang *stub*.

KESIMPULAN

Proses perancangan dan simulasi LNA dua tingkat untuk aplikasi *S band* telah dilakukan untuk mendapatkan karakterisasi sesuai dengan kebutuhan. Hasil simulasi pada frekuensi 3 GHz memperoleh karakteristik LNA dengan *gain* sebesar 28,80 dB, VSWR_{in} dan VSWR_{out} masing masing adalah 1,01 dan 1,05, sedangkan NF sebesar 2,80 dB. Secara keseluruhan hasil simulasi yang terbaik berada pada range frekuensi 2,90-3,10 GHz. Dari hasil tersebut maka LNA hasil perancangan ini memenuhi kebutuhan sistem radar dan dapat dilanjutkan pada proses realisasi.

Perancangan LNA dengan teknik NSCM memberikan kemudahan dalam menentukan nilai TO, *gain*, VSWR dan NF.

UCAPAN TERIMA KASIH

Penulis mengucapkan terima kasih kepada PPET - LIPI atas fasilitas yang telah digunakan dalam penelitian ini dan DIPA Tematik atas pendanaan penelitian.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] G. Sharmila, E. G. Govindan, "A novel design of low noise rf amplifier in L-band for orthogonal frequency division multiplexing", *IPCSIT*, vol. 20, pp. 176-182, 2011.
- [2] T. Thai, "Low noise amplifier design for operating frequency of 4.2 GHz", ECE 4415a, Project, 2007.
- [3] E. Bharata, "Penguat daya microwave 6 GHz untuk stasiun bumi kecil," Tesis, Bandung, Program Pascasarjana Elektroteknik, Institut Teknologi Bandung, 1995.
- [4] F. K. W. Lee. (2008). Small signal amplifier design. [Online]. Available: <http://pesona.mmu.edu.my/~wlkung/ADS/rf/lesson8c.pdf>.
- [5] Y. Taryana, M. Wahab, P. Daud, D. Mahmudin, "Studi perancangan penguat gelombang mikro dengan teknik simultaneous conjugate match dan non simultaneous conjugate match", dalam *Proceeding IPT-LIPI*, 2013.
- [6] H. G. Malvino, *Prinsip-prinsip Elektronika*, Jakarta, Inonesia: Penerbit Erlangga, 1981.
- [7] S. Y. Liao, *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*, New Jersey, USA: Prentice-Hall, Inc., 1987.
- [8] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, New Jersey, USA: Prentice-Hall, Inc., 1997.
- [9] D. K. Misra, *Radio-Frequency and Microwave Circuits Analysis and Design*, New York, USA: John Wiley & Sons, 2001.
- [10] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Belmont, New York-USA: John Wiley & Sons, 1998.
- [11] Y. Taryana, A. Munir, Y. Sulaeman, and S. Hermana, "Two stage low noise amplifier 3 GHz using non simultaneous conjugate match technique", in *Proceedings of ICRAMET*, Mei 2014.
- [12] A. B. Ibrahim, A. Salleh, M. R. Husain, and M. J. Mohamad, "Design of Cascode LNA Using Microstrip Matching Network for Wireless Applications", in *Proceedings of International Conference on Image Processing and Electronics Engineering*, Dec 2013.