

# Projeto de um Amplificador de Baixo Ruído com Polarização Ativa para Receptores ADS-B

Marina F. dos Santos, Melissa Bilher, Sinara Matos e Lucas Compassi Severo

**Resumo**— Neste trabalho é apresentado o projeto de um amplificador de baixo ruído (LNA) para aplicação em receptores ADS-B na frequência de 1,09 GHz. O projeto visa atender os requisitos do padrão de comunicação, utilizando componentes de baixo custo. Para melhorar o comportamento do amplificador sob diferentes regimes de tensão de alimentação e temperatura, a polarização ativa utilizando um circuito em malha fechada foi aplicada. O circuito foi projetado e prototipado usando laminado de FR4. A caracterização elétrica do circuito mostrou um ganho de potência de 11,32 dB e consumo de potência inferior a 180 mW com entrada e saída em 50  $\Omega$ . A figura de ruído (NF) do amplificador foi estimada em 2,65 dB.

**Palavras-Chave**— ADS-B, LNA, amplificador de baixo ruído.

**Abstract**— This work presents the design of a low noise amplifier (LNA) targeted to be used in 1.09 GHz ADS-B receivers. The design aims to satisfy the communication standard requirements, using low cost components. In order to reduce the amplifier variability under temperature and voltage variations, a closed-loop active bias is used. The circuit was designed and prototyped using a FR4 laminate. The electrical characterization shows a power gain of 11.32 dB and power consumption below 180 mW with both input and output at 50  $\Omega$ . The noise figure (NF) was estimated to be around 2.65 dB.

**Keywords**— ADS-B, LNA, low noise amplifier.

## I. INTRODUÇÃO

O controle do espaço aéreo global é de extrema importância para garantir a operação segura das aeronaves existentes. A transmissão automática de vigilância dependente (ADS-B, *Automatic Dependent Surveillance-Broadcast*) provou ser uma opção viável para complementar e estender as tecnologias atuais de controle de tráfego aéreo (ATC ou *Air Traffic Control*) [1], [2].

O ADS-B baseia-se na transmissão contínua das informações de voo da aeronave, como posição, velocidade e altitude, para estações terrestres, espaciais ou outras aeronaves nas proximidades [3]. A transmissão se dá por ondas de rádio na frequência de 1,09 GHz, utilizando modulação por posição de pulso (PPM). A recepção pode ser realizada com circuitos receptores que captam e processam os sinais para utilização local ou encaminhamento para os sistemas de ATC [4], [5].

Marina F. dos Santos, Engenharia de Telecomunicações, UNIPAMPA, Alegrete-RS, e-mail: marina-farias@hotmail.com; Melissa Bilher, Engenharia de Telecomunicações, UNIPAMPA, Alegrete-RS, e-mail: mbi-herr@gmail.com; Sinara Matos, Engenharia de Telecomunicações, UNIPAMPA, Alegrete-RS, e-mail: sinara.cdmatos@gmail.com; Lucas Compassi Severo, Engenharia de Telecomunicações, UNIPAMPA, Alegrete-RS, e-mail: lucassevero@unipampa.edu.br. Este trabalho foi realizado como atividade final da disciplina de Circuitos Ativos em Micro-ondas no semestre 02/2019 e foi parcialmente financiado pela Fundação de Amparo a Pesquisa do Rio Grande do Sul (FAPERGS) processo ARD 19-2551-0001315-9.

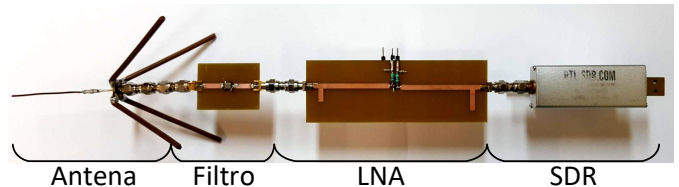


Fig. 1. Protótipo de um Receptor ADS-B de baixo custo [7].

Os receptores ADS-B de baixo custo (valor inferior a \$25) são normalmente baseados em rádios definidos por software (SDR) construídos com base em receptores de TV digital terrestre (DVB-T), como por exemplo o conjunto formado pelos circuitos integrados sintonizador R820T2 e demodulador RTL2832U [6]. Além do baixo custo, esta alternativa possibilita o uso de qualquer sistema computacional através de comunicação por porta USB para realizar a interface entre o receptor e os sistemas de monitoramento [4].

Em função de seu baixo custo, os SDRs tendem a possuir uma alta figura de ruído na faixa de operação do ADS-B, reduzindo a sensibilidade do receptor para os sinais provenientes de aeronaves. Além disso, em função de sua grande largura de banda e reduzida linearidade, sinais com pequeno nível de potência sofrem as interferências causadas pelos sinais de telefonia celular e internet sem fio. Para melhorar a performance de recepção dos sinais ADS-B em SDRs de baixo custo, a utilização de um amplificador de baixo ruído (LNA, *Low Noise Amplifier*) externo e um filtro passa-faixa são necessários. A Figura 1 mostra um exemplo de receptor ADS-B de baixo custo proposto em [7]. O receptor é formado por uma antena tipo plano de terra, um filtro passa-baixa do tipo SAW, um LNA e um SDR de baixo custo. O circuito apresentado em [7] possui características interessantes, porém o uso de casamento de impedância com elementos distribuídos em microfitas e a falta de um circuito de polarização ativa reduzem a aplicabilidade do circuito.

Neste contexto, este trabalho visa propor o projeto de um novo LNA que possa ser utilizado em conjunto com receptores SDR de baixo custo para melhorar a sensibilidade de recepção, elevando o alcance do rastreamento de aeronaves. Além disso, este circuito visa substituir o LNA implementado em [7], mantendo o restante dos elementos (antena, filtro e SDR).

Este trabalho está organizado da seguinte forma: a seção II apresenta os detalhes da topologia de amplificador projetado, a seção III detalha o procedimento realizado para o projeto, a seção IV apresenta os resultados experimentais e, por fim, a seção V conclui este trabalho.

## II. AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO

A implementação do amplificador de baixo ruído proposto neste trabalho é baseada em amplificadores de micro-ondas à transistor construídos com circuitos integrados de micro-ondas (MIC, *Microwave Integrated Circuits*). A Figura 2 apresenta o diagrama de blocos das partes que compõem o amplificador.

O transistor é o elemento principal do circuito visto que as características do amplificador, como frequência máxima de transição ( $f_{T_{max}}$ ), ganho máximo de potência ( $G_{0_{max}}$ ) e figura de ruído mínima ( $NF_{min}$ ), são definidas pelo modelo de transistor escolhido. Para este projeto foi escolhido o transistor bipolar BFR360F fabricado pela Infineon, pois o mesmo atinge aos requisitos de operação desejada, possuindo  $f_{T_{max}} = 14$  GHz,  $G_{0_{max}} = 15,5$  dB,  $NF_{min} = 1$  dB e baixo custo ( $< \$0,40$ ) [8]. Para o projeto a modelagem CA do transistor foi realizada através dos parâmetros da matriz de espalhamento ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$ ), fornecidos pelo fabricante para diversos pontos de polarização e faixas de frequência.

O circuito de polarização, por sua vez, controla as tensões e correntes do transistor para que a operação ocorra com os níveis desejados e mantenha as características de pequenos sinais, definidas pelos parâmetros da matriz espalhamento. Neste projeto, a polarização por emissor comum com resistor de emissor e capacitor de desvio foi aplicada para permitir a operação em classe A. Adicionalmente, foi verificado, com base na caracterização elétrica do transistor, uma maior sensibilidade dos parâmetros CA em função da corrente de coletor ( $I_C$ ) e baixa sensibilidade com relação à tensão entre coletor e emissor ( $V_{CE}$ ). Esta observação foi verificada com diferentes valores de temperatura de operação. Por este motivo, adicionalmente ao controle da polarização dada pelo resistor de emissor, foi também adicionado o controle da corrente ( $I_C$ ) em malha fechada.

A Figura 3 mostra o esquemático do circuito proposto com o transistor BFR360F e os circuitos de polarização ativa. A alimentação do circuito é dada por uma fonte VCC e os capacitores C1, C2 e C3 são utilizados para realizar o desacoplamento. Os capacitores C5 e C6 realizam o acoplamento CA de entrada e saída, respectivamente, e o bloqueio CC. Os circuitos L-C formados pelos pares L2-C8 e L1-C4 formam filtros passa-baixa para realizar o isolamento CA nos sinais de polarização e ajudar a estabilizar o nível CC.

A polarização do circuito é dada pelos resistores R1 a R5 e pelo amplificador operacional (ampop) LM741. O ampop opera como um amplificador de erro comparando a tensão de emissor (tensão sobre R2) com um valor de referência dado pelo divisor de tensão resistivo (R3 e R4). Com base no erro

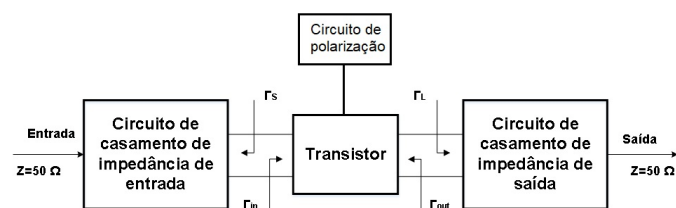


Fig. 2. Diagrama de blocos do amplificador de micro-ondas a transistor.

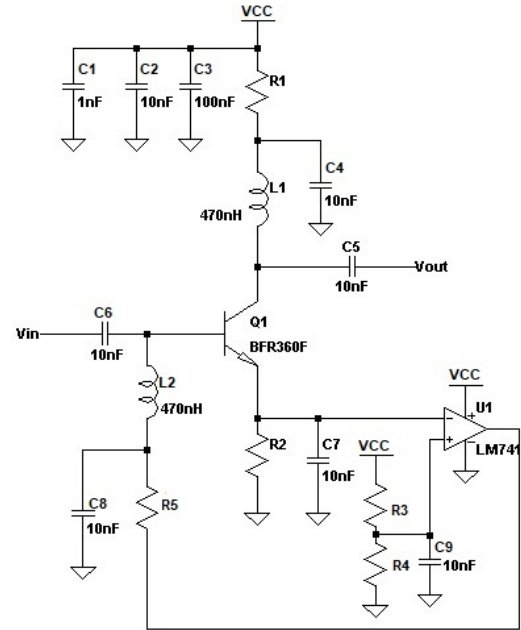


Fig. 3. Circuito amplificador de baixo ruído proposto neste trabalho.

de comparação, a corrente que flui por R5, e polariza a base do transistor, é ajustada pelo ampop para manter uma corrente de emissor ( $I_E$ ) de tal modo que o erro de comparação seja nulo. Com isso, a corrente de emissor se mantém aproximadamente constante e pode ser ajustada com base nos resistores R2, R3 e R4, conforme mostra a Equação (1). Como o ganho de corrente CC do transistor ( $\beta$ ) é superior a 100, a corrente de coletor ( $I_C$ ) é aproximadamente igual a  $I_E$ .

$$I_E = VCC \times \frac{R4}{(R3 + R4) \times R2} \approx I_C \quad (1)$$

Os circuitos de casamento de impedância são utilizados para realizar a interface entre o transistor e os terminais de entrada e saída. O circuito de casamento de impedância de entrada transforma a impedância de  $50 \Omega$  na impedância desejada na entrada do transistor ( $Z_S$ ), enquanto que o circuito de casamento de impedância de saída transforma a impedância de carga na impedância desejada na saída do transistor ( $Z_L$ ). Para facilitar o projeto, estas impedâncias são analisadas como níveis de reflexão vistas pelo lado do transistor ( $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$ ) com referência em  $50 \Omega$ , como ilustrado na Figura 2. O casamento ótimo de impedância ocorre quando as condições  $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$  e  $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$  são satisfeitas. Sendo,  $\Gamma_{in}$  e  $\Gamma_{out}$  dependentes das impedâncias de entrada ( $Z_{in}$ ) e saída ( $Z_{out}$ ) do transistor, vistas nos terminais Vin e Vout do circuito da Figura 3, respectivamente. Seus valores dependem de  $\Gamma_S$ ,  $\Gamma_L$  e dos parâmetros S do transistor como mostra as equações (2) e (3), válidas para altas frequências [9].

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_{out} - 50}{Z_{out} + 50} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3)$$

### III. PROCEDIMENTOS DE PROJETO

O projeto de amplificadores na faixa de frequências de micro-ondas envolve uma sequência iterativa de passos para explorar as regiões de operação e especificações possíveis de serem alcançadas [10].

Neste projeto foi utilizada a metodologia apresentada em [9], empregando o equacionamento no software Matlab® e simulações eletromagnéticas no softwares Ansys HFSS®. Além disso, a análise da polarização do transistor foi realizada com o simulador elétrico LTSpice®.

As subseções seguintes apresentam os detalhes do procedimento de projeto empregado.

#### A. Escolha do Ponto de Polarização

Os parâmetros S do transistor disponibilizados pela fabricante para operação em emissor-comum foram carregados no software Matlab® e várias análises foram realizadas para a escolha da região de polarização. Como critérios básicos, procurou-se operar em regiões que apresentem estabilidade e mantenham uma boa relação entre as especificações de figura de ruído e ganho de potência. Neste intuito, a polarização escolhida para o transistor foi de  $I_C = 10$  mA e  $V_{CE} = 5$  V.

Para permitir o uso de uma fonte VCC única para alimentar o circuito, incluindo o ampop, foi adotado o nível de 15 V para VCC. Os resistores R1 e R2 foram dimensionados para 500  $\Omega$  com o intuito de possuírem quedas de tensão iguais a 5 V. Os resistores R3 e R4 foram implementados com um potenciômetro de precisão de 10 k $\Omega$  para possibilitar a calibração da tensão de referência para um nível próximo a 5 V e que mantenha a corrente de coletor em 10 mA, após a montagem prática do circuito. O resistor R5, que ajusta o nível de sensibilidade do controle de corrente, foi dimensionado em 4,7 k $\Omega$  para manter a estabilidade da realimentação e, ao mesmo tempo, manter a tensão de saída do ampop próxima ao meio da faixa de excursão de saída em 7,5 V.

Através de simulações elétricas CC realizadas no software LTSpice®, foi possível verificar a variação de  $I_C$  em função da temperatura. A Tabela I apresenta os resultados simulados com temperatura em -40°C, 27°C e 100°C. Os resultados do circuito proposto foram comparados com a simulação do circuito com polarização passiva (sem realimentação), removendo o ampop e aplicando uma tensão CC de 7,5 V ao resistor R5. Pode-se verificar que a variação é praticamente nula com o uso da realimentação, enquanto que sem o uso a corrente  $I_C$  varia cerca de 5%. Embora pequena, ao adicionar outros efeitos como a variação do ganho de corrente do transistor e a tolerância dos resistores, o controle da polarização torna-se de extrema importância para a operação adequada do amplificador.

#### B. Análise da Estabilidade

Com base nos parâmetros S do transistor para o ponto de polarização escolhido, a estabilidade do transistor foi analisada calculando os parâmetros  $|\Delta|$  e  $k$ , utilizando as Equações (4) e (5). Obteve-se um valor de  $|\Delta| = 0,3390$  e  $k = 1,0171$ , onde estes valores indicam uma situação incondicionalmente

TABELA I  
SIMULAÇÃO ELÉTRICA CC DA CORRENTE  $I_C$  DO AMPLIFICADOR  
PROPOSTO EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DA TEMPERATURA.

Temperatura	Corrente $I_C$	
	Sem realimentação	Com realimentação
-40	9,63 mA	10,00001 mA
27	9,85 mA	10,00002 mA
100	10,11 mA	10,00003 mA

estável para a faixa de frequência de operação do transistor centrada em 1,09GHz. O transistor também apresenta condição incondicionalmente estável para frequências fora da banda de operação do amplificador.

$$|\Delta| = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (4)$$

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (5)$$

#### C. Escolha dos parâmetros $\Gamma_S$ e $\Gamma_L$

Por se tratar de um amplificador de baixo ruído, o método do ganho de operação proposto em [9] foi empregado com o objetivo de realizar o casamento ótimo na entrada ( $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ ). Com base na equação (6) o ganho de potência de operação ( $G_{op}$ ) do amplificador pode ser calculado em função de  $\Gamma_L$ .

$$G_{op} = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) |S_{21}|^2}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (6)$$

A figura de ruído ( $NF$ ) do amplificador pode ser analisada com base na equação (7), onde  $NF_{min}$ ,  $R_n$ ,  $\Gamma_{opt}$  são os parâmetros de ruído do transistor.

$$NF = NF_{min} + \frac{4.R_n}{50} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (7)$$

As reflexões de entrada e saída do amplificado podem ser analisadas com base no valor da especificação de VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), obtidas com as equações (8) e (9). Como neste projeto foi adotado o casamento ótimo de impedância na entrada, a utilização de  $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$  na equação (8) faz com que  $VSWR_{in}$  torne-se igual a unidade.

$$VSWR_{in} = \frac{1 + \left| \frac{\Gamma_{in} - \Gamma_S^*}{1 - \Gamma_S \Gamma_{in}} \right|}{1 - \left| \frac{\Gamma_{in} - \Gamma_S^*}{1 - \Gamma_S \Gamma_{in}} \right|} \quad (8)$$

$$VSWR_{out} = \frac{1 + \left| \frac{\Gamma_{out} - \Gamma_L^*}{1 - \Gamma_L \Gamma_{out}} \right|}{1 - \left| \frac{\Gamma_{out} - \Gamma_L^*}{1 - \Gamma_L \Gamma_{out}} \right|} \quad (9)$$

Para facilitar a escolha de  $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$ , o parâmetro  $\Gamma_L$  presente na equação (6) foi mapeado para o plano  $\Gamma_S$  de forma a tornar o valor de  $\Gamma_S$  como variável para ambas as equações de ganho e figura de ruído na carta de *Smith*.

A Figura 4 mostra os círculos de ganho igual a 11 dB (cor vermelha) e figura de ruído de 2,65 dB (cor azul) utilizados como base para a escolha de  $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$ . Além disso, foram

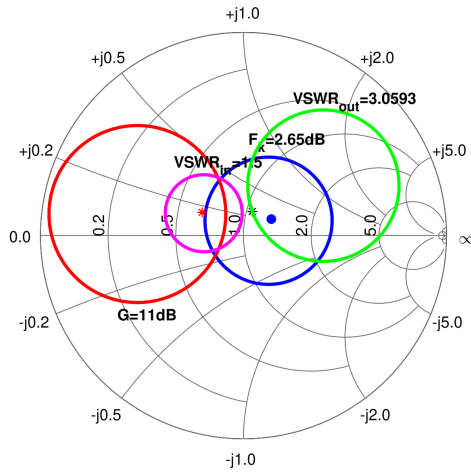


Fig. 4. Círculos de ganho, figura de ruído,  $VSWR_{in}$  e  $VSWR_{out}$  representados na carta de Smith.

plotados os círculos de  $VSWR_{in}$  igual a 1,5 dB e  $VSWR_{out}$  igual 3,0593 dB para servirem de referência na escolha de  $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$ . Para tornar possível a representação gráfica de  $VSWR_{in}$  e  $VSWR_{out}$  foi considerado o mesmo plano de  $\Gamma_S$  para representar  $\Gamma_L$  na carta de Smith.

Foi escolhido na carta de Smith  $\Gamma_S$  igual a  $0,234/-29,3^\circ$ , resultando em  $\Gamma_L$  igual a  $0,126/69,92^\circ$ . Estes valores são representados com os asteriscos vermelho e preto na carta de Smith, respectivamente. Tais valores permitem que o ganho seja maior que 11 dB e a figura de ruído seja igual a 2,65 dB. O  $VSWR_{in}$  fica próximo da unidade, enquanto que, o  $VSWR_{out}$  fica aproximadamente igual a 3.

#### D. Projeto das Redes de Casamento de Impedância

Com base na equação (10), os valores de  $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$  foram convertidos nos respectivos valores de impedância  $Z_S$  e  $Z_L$ . Desta forma, os circuitos de casamento de impedância foram projetados para transformar as impedâncias  $Z_S$  e  $Z_L$  em  $50 \Omega$ .

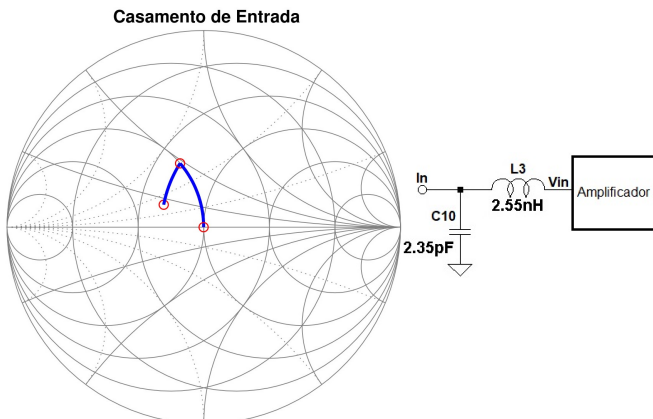


Fig. 5. Carta de Smith com o circuito de casamento da impedância de entrada.

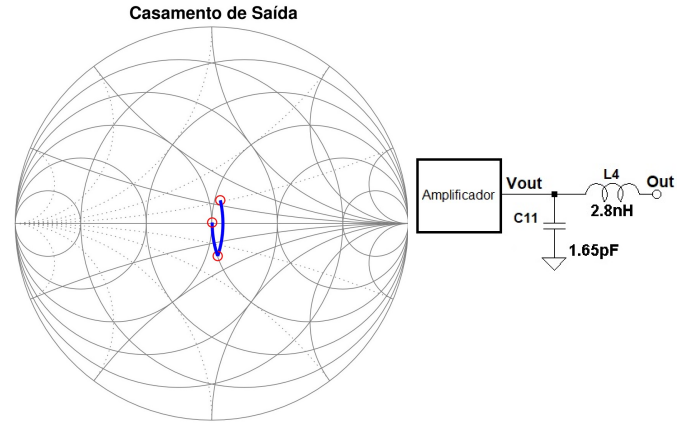


Fig. 6. Carta de Smith com o circuito de casamento da impedância de saída.

$$Z_{S/L} = 50 \frac{\Gamma_{S/L} - 1}{\Gamma_{S/L} + 1} \quad (10)$$

Neste projeto, foram consideradas redes passivas concentradas para implementar os circuitos de casamento. Para realizar o casamento da entrada utilizou-se um capacitor em paralelo de 2,35 pF e um indutor em série de 2,55 nH. A Figura 5 demonstra o casamento na Carta de Smith utilizando esses componentes. A Figura 6 apresenta a realização do casamento de saída na Carta de Smith, neste caso utilizou-se um indutor em série de 2,8 nH e um capacitor em paralelo de 1,65 pF.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a fabricação do amplificador foi montado um protótipo, utilizando laminado de FR4 e conectores SMA de  $50 \Omega$ . As linhas de microfita de entrada e saída do amplificador foram dimensionadas com base em simulações eletromagnéticas no software Ansys HFSS®. O layout da placa de circuito impresso foi realizado no software Autodesk Eagle®, enquanto que a fabricação foi realizada com uma fresadora. A Figura 7 mostra a imagem do protótipo para o amplificador projetado.

Para a avaliação da operação do amplificador, o circuito foi calibrado para  $I_C = 10$  mA, ajustando os resistores R3 e R4. Para a obtenção dos parâmetros S do amplificador um analisador de redes Agilent E5061B foi utilizado. A Figura 8 demonstra o gráfico do  $|S_{21}|$  em função da frequência, onde pode-se observar que o ganho de potência do amplificador é igual a 11,32 dB na frequência de operação do receptor ADS-B

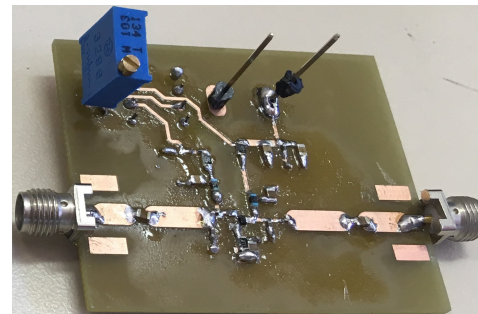


Fig. 7. Protótipo do amplificador projetado.



TABELA II  
RESULTADOS E COMPARAÇÃO COM OUTROS TRABALHOS.

Especificações	Este Trabalho	[7]	LNA RTL-SDR MGA-13116 [11]
Implementação	Discreto	Discreto	Monolítico
Casamento	L-C	LT	Interno
Transistor	BFR360F	BRF181W	-
Polarização	Ativa	Passiva	Mista
Estágios	1	1	2
Ganho (dB)	11,32	9,80	27,00
Freq. (GHz)	1,09	1,09	1,09
$S_{11}^1$ (dB)	-16,23	<-10	-17,72
$S_{22}^1$ (dB)	-9,42	<-10	-11,34 <sup>2</sup>
$BW^3$ (GHz)	1,38	-	1,10
NF (dB)	2,65 <sup>4</sup>	3,0 <sup>4</sup>	1,0
Tensão (V)	15	10	5
Potência (mW)	180	120	750

<sup>1</sup>Em 1,09 GHz. <sup>2</sup>Sem circuito externo. <sup>3</sup>Considerando  $S_{11} < -10$  dB. <sup>4</sup>Estimado.

em 1,09 GHz. Este valor é condizente com a posição escolhida para  $\Gamma_S$ , apresentada na Figura 4. A Figura 9 apresenta as curvas medidas de  $|S_{11}|$  e  $|S_{22}|$  em função da frequência. Na frequência de 1,09 GHz o parâmetro  $|S_{11}|$  é igual a -16,23 dB, enquanto  $|S_{22}|$  é igual a -9,42 dB. Estes resultados também são coerentes em relação aos dados projetados, onde a entrada foi mantida próxima ao casamento ótimo ( $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ ), enquanto que o casamento de saída está levemente descasado para operar fora do ponto de máximo ganho e reduzir a figura de ruído do amplificador. A dissipação de potência do amplificador projetado é inferior a 180 mW, sendo 50 mW consumidos pelo transistor, 29 mW pelo amplificador operacional e 100 mW pelos resistores de polarização. A especificação de figura de ruído (NF) foi estimada em 2,65 dB, com base na Equação 7 e nos parâmetros fornecidos pelo fabricante do transistor.

A Tabela II apresenta os resultados do amplificador projetado e uma comparação com o circuito proposto em [7] e com um amplificador comercial "LNA RTL-SDR", implementado com o circuito integrado MGA-13116 [11].

## V. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi proposto um amplificador de baixo ruído para receptores ADS-B na frequência de 1,09 GHz, utilizando polarização ativa. O circuito foi projetado utilizando os parâmetros S do transistor e prototipado em FR4. Os resultados medidos apresentam ganho de potência de 11,32 dB, NF igual a 2,65 dB e  $S_{11}$  igual a -16,23 dB. A comparação com outros trabalhos da literatura e um circuito comercial mostrou que o circuito projetado possui características semelhantes e atende aos requisitos para recepção ADS-B.

Como trabalhos futuros, pretende-se aplicar o amplificador desenvolvido junto ao receptor proposto em [7] para verificação funcional e procurar alternativas de implementação que operem com tensões de alimentação menores.

## AGRADECIMENTOS

Agradecemos à FAPERGS pelo fomento parcial a este projeto através do edital ARD 2019, processo 19/2551-0001315-9, e à Universidade Federal do Pampa por prover a infraestrutura necessária para a realização deste trabalho.

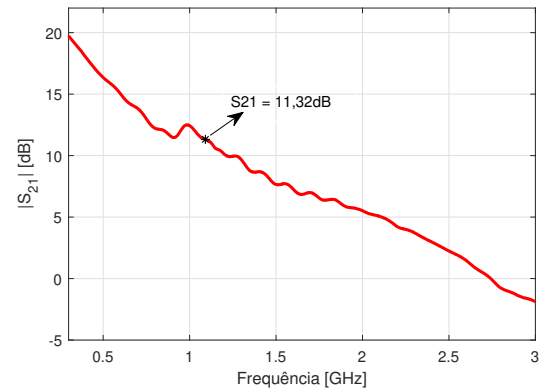


Fig. 8. Parâmetro  $|S_{21}|$  medido em função da frequência.

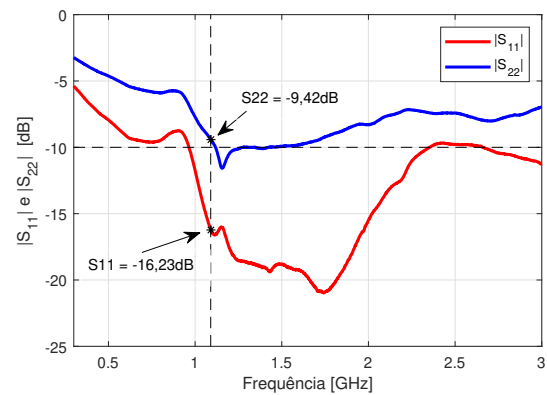


Fig. 9. Parâmetros  $|S_{11}|$  e  $|S_{22}|$  medidos em função da frequência.

## REFERÊNCIAS

- [1] Kacem, Thabet and Wijesekera, Duminda and Costa, Paulo and Barreto, Alexandre, "An ADS-B intrusion detection system," *2016 IEEE Trustcom/BigDataSE/ISPA*, pp. 544–551, 2016.
- [2] M. Arpaio, *An innovative perspective on ADS-B*. IEEE 2nd International Forum on Research and Technologies for Society and Industry Leveraging a Better Tomorrow - RTSI, 2016.
- [3] Kim, Yoohwan and Jo, Ju-Yeon and Lee, Sungchul, *ADS-B vulnerabilities and a security solution with a timestamp*. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2017.
- [4] E. G. Piracci, G. Galati, and M. Pagnini, *ADS-B signals reception: A Software Defined Radio approach*, 2014 IEEE International Workshop on Metrology for Aerospace - Metro Aero Space, pp. 543–548, 2014.
- [5] D. Shen, L. Jin, L. L. Zhou, and Z. F. Dan, *A L-band transceiver front-end for ADS-B system*, International Workshop on Microwave and Millimeter Wave Circuits and System Technology - MMWCST 2012, pp. 313–315, 2012.
- [6] Laufer, Carl, *The Hobbyist's Guide to the RTL-SDR: Really Cheap Software Defined radio*. CreateSpace, 2014.
- [7] Facco, Rodrigo, Compassi-Severo, Lucas, *Receptor ADS-B Banda L para o Rastreamento de Aeronaves em Tempo Real*. II Seminário de Ciência e Inovação Tecnológica em Protótipos, 2019.
- [8] Infineon, *Folha de dados do transistor BFR360F*, disponível em: <https://www.infineon.com/cms/en/product/rf-wireless-control/rf-transistor/low-noise-si-transistors-up-to-2.5-ghz/bfr360f/>, acesso de maio de 2020.
- [9] Ludwig, Reinhold, Bogdanov, Gene, *RF Circuit Design: Theory & Applications*, 2ª Edição, Pearson Education, 2008.
- [10] Silva, Mayra Ferreira, *Projeto e análise de amplificadores de microondas nas bandas L e S utilizando microfta*. Universidade Federal de Uberlândia, 2018.
- [11] Avago, *Folha de dados do LNA MGA-13116*, disponível em: <https://docs.broadcom.com/doc/AV02-2906EN>, acesso de maio de 2020.