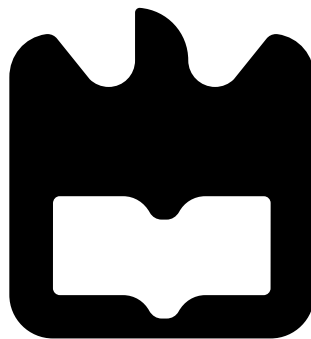




**André Costa
de Sousa**

**Amplificador de Baixo Ruído para Recetor de
Satélites LEO**





**André Costa
de Sousa**

**Amplificador de Baixo Ruído para Recetor de
Satélites LEO**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor João Nuno Pimentel da Silva Matos, Professor Associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e sob a co-orientação científica do Doutor Ricardo João Luís Marques Correia, Investigador-Colaborador do Instituto de Telecomunicações de Aveiro e Investigador na Sinuta S.A..

o júri / the jury

presidente / president

Pedro Miguel da Silva Cabral

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

vogais / examiners committee

Maria João Ramos Marques Coelho Carrilho do Rosário

Professora Auxiliar do Instituto Superior Técnico da Universidade Técnica de Lisboa

João Nuno Pimentel da Silva Matos

Professor Associado da Universidade de Aveiro

**agradecimentos /
acknowledgements**

Gostaria de agradecer à minha mãe, à minha irmã e aos meus avós, pelos valores que me transmitiram e pelo apoio incondicional ao longo destes anos.

Um agradecimento aos meus orientador e co-orientador, pelo conhecimento transmitido e pela enorme acessibilidade.

Aos meus amigos e eternos colegas de casa Marco e Júlio, pelos bons momentos passados e por sempre me ajudarem quando precisei. Sem eles esta experiência não teria sido tão incrível.

Ao meu amigo Fábio, pelos excelentes trabalhos de grupo que fizemos e por todas as aventuras que passámos.

Um especial agradecimento ao meu amigo Bruno, pela ajuda nesta Dissertação, tanto na parte de simulação como na parte laboratorial.

Quero agradecer também ao Paulo Gonçalves pela simpatia e disponibilidade na assemblagem dos circuitos. Ao Instituto de Telecomunicações pela disponibilização de todas as condições para a realização deste trabalho de Dissertação.

Por último, um sincero agradecimento à Mathilde por me ter acompanhado em grande parte deste caminho. Sem ela não teria chegado ao fim.

Palavras Chave

Amplificador de Baixo Ruído, Figura de Ruído, Satélites LEO, Rádio Frequência, Banda K, Transistor, Simulação

Resumo

A próxima geração de comunicações é concebida como uma plataforma flexível, eficiente e repleta de recursos avançados que irão formar as aplicações futuras e novas oportunidades de negócios. As novas aplicações dependerão principalmente da conectividade com uma nova rede de acesso de rádio que fornece alta largura de banda, confiabilidade e baixa latência. Os satélites GEO têm sido majoritariamente utilizados para comunicações via satélite. No entanto, o mercado já caminha para uma geração de novas constelações de satélites LEO e MEO. Uma vez que esses satélites ocupam órbitas menores do que GEO, a complexidade dos sistemas e seus custos inerentes podem ser reduzidos. Ao mesmo tempo, as taxas de transmissão de dados, assim como a latência, podem ser melhoradas.

Todos os satélites comunicam com uma estação terrestre através de ondas eletromagnéticas por meio de *frontends* de Rádio Frequência (RF). Na concepção de *frontends* de RF é fundamental maximizar a sensibilidade de todo o sistema na recepção. Neste sentido, o objetivo desta dissertação é desenvolver um amplificador de baixo ruído que opere, na banda K, entre os 17.7 e os 20.2 GHz.

Inicialmente, foi testado o comportamento de alguns componentes como conectores, transistores e condensadores, quando usados em tecnologia *microstrip*. De seguida, projetaram-se dois amplificadores, um de apenas um andar e um com dois andares. Os resultados simulados mostraram-se bastante promissores. Todavia, ambos os amplificadores apresentaram resultados experimentais aquém dos obtidos por simulação.

Todas as simulações foram realizadas usando o *software* Advanced Design System 2020.

Keywords

Low Noise Amplifier, Noise Figure, LEO Satellites, Radio Frequency, K Band, Transistor, Simulation

Abstract

The next generation of communications is conceived as a flexible, efficient and feature-rich platform that will shape future applications and new business opportunities. The new applications will depend primarily on connectivity with a new radio access network that provides high bandwidth, reliability and low latency. GEO satellites have been mostly used for satellite communications. However, the market is already moving towards a generation of new constellations of LEO and MEO satellites. Since those satellites have smaller orbits than GEO, the complexity of the systems and their inherent costs can be reduced. Simultaneously, data transmission rates, as well as latency, can be improved.

Every satellite communicates with a base station through electromagnetic waves using Radio Frequency (RF) front ends. When designing RF front ends, it is crucial to optimize the sensitivity of the whole system in the reception. Therefore, the objective of this dissertation is to develop a low noise amplifier that operates, in the K band, between 17.7 and 20.2 GHz.

Initially, the performance of some components such as connectors, transistors and capacitors was tested, when used in microstrip technology. Following this, two amplifiers were designed, one with a single stage and one with two stages. The simulated results were very positive. Nevertheless, both amplifiers had experimental results below those obtained by simulation. All the simulations were performed using the Advanced Design System 2020.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
Lista de Acrónimos	vii
1 Introdução	1
1.1 Contexto e Objetivos	1
1.2 Estrutura	3
2 Enquadramento teórico	5
2.1 Arquiteturas de Recetores RF	5
2.1.1 Detetor AM	5
2.1.2 Recetor TRF	5
2.1.3 Recetor Conversão Direta	6
2.1.4 Recetor Superheterodyne	6
2.2 Parâmetros de Caracterização de um LNA	6
2.2.1 Parâmetros S	6
2.2.2 Ganho	8
2.2.3 Figura de Ruído	8
2.2.4 Ruído Térmico	10
2.2.5 Estabilidade	10
3 Análise Prévia de Componentes	13
3.1 Atenuação dos conectores	13
3.2 Condensador	15
3.3 Teste do Transistor	16
3.3.1 Malha de Alimentação	17
3.3.2 Resultados	19
4 Design e Teste do Amplificador (1 Andar)	21
4.1 Malhas de Adaptação	21
4.1.1 Malha de Adaptação à Entrada	23
4.1.2 Malha de Adaptação à Saída	25
4.2 Estabilidade	28

4.3	Resultados Simulados e Implementação do Layout	30
4.3.1	Otimizações Finais e Resultados da Simulação Esquemática	30
4.3.2	Implementação do Layout e Simulação Eletromagnética	31
4.4	Resultados Laboratoriais	34
5	Design e Teste do Amplificador (2 Andares)	37
5.1	Malhas de Adaptação	37
5.1.1	Malha de adaptação entre estágios	37
5.1.2	Malha de adaptação à saída	38
5.2	Estabilidade	40
5.3	Resultados Simulados e Implementação do Layout	42
5.3.1	Otimizações Finais e Resultados da Simulação Esquemática	42
5.3.2	Implementação do Layout e Simulação Eletromagnética	43
5.4	Resultados Laboratoriais	46
6	Conclusões e Trabalho Futuro	51
	Bibliografia	53

Lista de Figuras

1.1	Órbitas dos satélites LEO, MEO e GEO	2
2.1	Representação de uma rede de dois portos	7
2.2	Representação de uma rede de dois portos com ganho G e ruído gerado N_n	9
2.3	Representação do ruído em cascata com n elementos	9
3.1	<i>Setup</i> experimental usado para testar atenuação dos conectores, condensador ATC 500 S de 1 pF e transistor VMMK-1225	14
3.2	Linha de 50 Ω que foi reaproveitada para testar também o condensador ATC 500S de 1 pF (dimensões 34 x 33 mm)	14
3.3	Comparação entre os resultados de $ S_{11} $ e $ S_{21} $ da linha simulada e das medições realizadas com os conectores	14
3.4	Comparação entre os resultados de $ S_{11} $ e $ S_{21} $ dados pelo fabricante com os medidos	15
3.5	Transistor VMMK-1225. (a) Vista externa; (b) Dimensões do transistor (mm)	16
3.6	Curvas I_{DS} em função de V_{DS} , com ponto de polarização escolhido	17
3.7	Transformação de um curto circuito para um circuito aberto usando um transformador de $\lambda/4$	18
3.8	Malha de alimentação projetada	18
3.9	(a) Impedância depois do <i>stub</i> radial; (b) Impedância depois do transformador de $\lambda/4$	19
3.10	Circuito de teste do transistor com dimensões 34 x 33 mm	19
3.11	Resultados do teste do transistor: (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}	20
4.1	Diagrama de blocos de um amplificador com as suas terminações ótimas	21
4.2	Exemplo da janela de resultados do <i>Amplifier Design Guide</i>	22
4.3	Impedância de entrada ótima	23
4.4	Desenho da IMN com a <i>Smith Chart Utility</i>	23
4.5	Exemplo de utilização da ferramenta <i>LineCalc</i> para calcular as dimensões do <i>stub</i> da IMN	24
4.6	Impedância vista na saída da IMN	24
4.7	Impedância de saída ótima	25
4.8	Desenho da OMN com a <i>Smith Chart Utility</i>	26
4.9	Exemplo de utilização da ferramenta <i>LineCalc</i> para calcular as dimensões do <i>stub</i> da OMN	26
4.10	Impedância vista na saída da OMN	27
4.11	Resultados iniciais das funções $Mu1$ e $MuPrime1$	28

4.12	Resultados intermédios das funções $Mu1$ e $MuPrime1$	29
4.13	Resultados finais das funções $Mu1$ e $MuPrime1$	29
4.14	Parâmetros S depois da otimização	30
4.15	Figura de Ruído depois da otimização	31
4.16	<i>Layout</i> do amplificador de um estágio C1, C2, C3, C4, C6 = 1 pF; C5, C7 = 1 μ F; R1 = 30 Ω ; R2 = 25 Ω ; R3 = 100 Ω ; Q1 = VMMK-1225	32
4.17	Resultados S_{11} e S_{22}	33
4.18	Resultados S_{21} e Figura de Ruído	33
4.19	Amplificador de 1 estágio com dimensões 34 x 33 mm	34
4.20	<i>Setup</i> experimental para testar amplificador de um andar (também usado para o amplificador de dois andares posteriormente)	34
4.21	Comparação do módulo dos parâmetros S obtidos por simulação Eletromagnética (EM) e por medição experimental. (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}	35
4.22	Comparação do módulo dos parâmetros S obtidos por simulação EM (com e sem <i>pads</i>) e por medição experimental. (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}	36
5.1	Impedância para o melhor ganho	37
5.2	Impedância vista depois da ISMN	38
5.3	Impedância de saída ótima	38
5.4	Impedância vista depois da OMN	39
5.5	Resultados iniciais das funções $Mu1$ e $MuPrime1$	40
5.6	Resultados intermédios das funções $Mu1$ e $MuPrime1$	41
5.7	Resultados finais das funções $Mu1$ e $MuPrime1$	41
5.8	Parâmetros S depois da otimização	42
5.9	Figura de Ruído depois da otimização	43
5.10	<i>Layout</i> do amplificador de dois estágios C1, C2, C3, C4, C5, C7, C9, C11 = 1 pF; C6, C8, C10, C12 = 1 μ F; R1 = 85 Ω ; R2, R4 = 150 Ω ; R3, R5 = 50 Ω ; Q1, Q2 = VMMK-1225	44
5.11	Resultados S_{11} e S_{22}	45
5.12	Resultados S_{21} e Figura de Ruído	45
5.13	Amplificador de 2 estágios com dimensões 34 x 33 mm	46
5.14	Comparação do módulo dos parâmetros S obtidos por simulação EM e por medição experimental. (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}	47
5.15	(a) Impedância vista para dentro da linha $\lambda/2$; (b) Impedância vista para dentro do <i>stub</i> a 22.5 GHz	48
5.16	(a) Comparação do ganho com e sem filtro; (b) <i>layout</i> do filtro	48
5.17	Amplificador de 2 andares com filtragem da ressonância	49
5.18	Comparação do módulo dos parâmetros S obtidos por simulação EM e por medição experimental. (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}	49

Lista de Tabelas

1.1	Bandas de frequência usadas em SatCom e suas aplicações	2
3.1	Principais características do substrato	13
3.2	Alguns transístores encontrados	16
4.1	Resultados obtidos em alguns pontos de frequência	31
4.2	Comparação de resultados obtidos entre esquemático e simulação EM	33
5.1	Resultados obtidos em pontos de interesse na frequência	43
5.2	Comparação de resultados obtidos entre esquemático e simulação EM	45

Lista de Acrónimos

- ADS** Advanced Design System
- AM** Amplitude Modulation
- EM** Eletromagnética
- F** Fator de Ruído
- GEO** Geosynchronous Equatorial Orbit
- IF** Intermediate Frequency
- IMN** Input Matching Network
- LEO** Low Earth Orbit
- LNA** Low Noise Amplifier
- MEO** Medium Earth Orbit
- MMIC** Monolithic Microwave Integrated Circuit
- NF** Noise Figure
- OMN** Output Matching Network
- PCB** Printed Circuit Board
- RF** Rádio Frequência
- SatCom** Satellite Communications
- SNR** Signal to Noise Ratio
- TRF** Tuned Radio Frequency
- VNA** Vector Network Analyzer

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e Objetivos

A próxima geração de comunicações é concebida como uma plataforma flexível, eficiente e repleta de recursos avançados que irão formar as aplicações futuras e novas oportunidades de negócios. As novas aplicações dependerão principalmente da conectividade com uma nova rede de acesso de rádio que fornece alta largura de banda, confiabilidade e baixa latência.

Este cenário exige um grande investimento na área das telecomunicações. Os satélites em órbita geostacionária (GEO) têm sido majoritariamente utilizados para comunicações satélite (SatCom), uma vez que permitem uma maior cobertura da Terra usando apenas um satélite [1]. Além disso, uma vez que os satélites GEO aparentam ser “estacionários” por causa de acompanharem o movimento de rotação da Terra, é fácil configurar uma antena para ficar sempre orientada para estes [2]. No entanto, o mercado já caminha para uma geração de novas constelações de satélites em baixas (LEO) e médias (MEO) órbitas como forma de resolver a cobertura global de banda larga móvel. Uma vez que esses satélites ocupam órbitas menores do que GEO (como se pode ver pela figura 1.1), a complexidade dos sistemas e seus custos inerentes podem ser reduzidos [3]. Ao mesmo tempo, as taxas de transmissão de dados, assim como a latência, podem ser melhoradas. De acordo com [4], tanto as perdas em *free-space* como a latência das ligações diretas entre um satélite LEO e uma estação terrestre são consideravelmente mais pequenas em comparação com os satélites GEO. De modo a fornecer alta largura de banda, a indústria SatCom tem-se movido para bandas de frequência mais elevada, onde existe maior largura de banda disponível (tabela 1.1). Estas novas constelações estão planeadas para usar principalmente a banda Ka.

Como foi afirmado em [5], 40% das regiões da Terra ainda não têm cobertura de rede, o que significa que existem 4 bilhões de pessoas no mundo sem acesso à Internet. Para proporcionar o acesso a todos, a Internet via satélite mostra-se uma solução muito boa, mais precisamente por utilizar a comunicação LEO por satélite. Com estas novas constelações é possível conseguir uma maior cobertura com fácil acesso à informação, principalmente em áreas onde as redes terrestres são difíceis de implementar ou onde o custo é muito elevado.

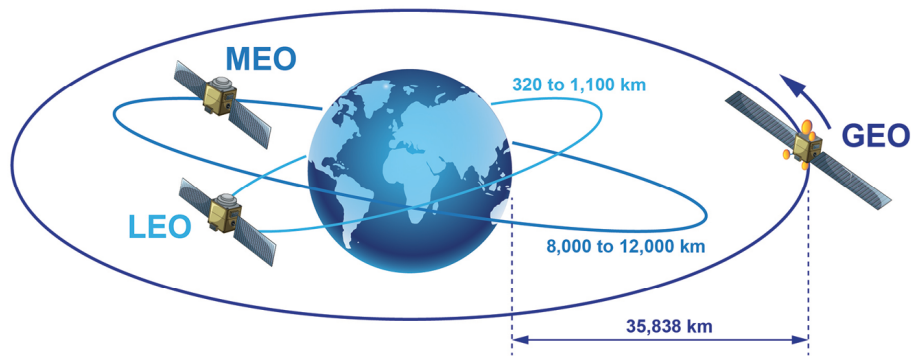


Figura 1.1: Órbitas dos satélites LEO, MEO e GEO [6]

Nome	Gama de Frequências (GHz)	Largura de Banda (MHz)	Aplicações
Banda C	5.85 - 6.425	575	Comunicações por satélite; Redes de televisão por satélite
Banda X	7.9 - 8.4	500	SatCom uplink; Uso militar; Radares
Banda Ku	13.75 - 14.5	750	SatCom uplink; Serviços fixos e de transmissão via satélite
Banda K	17.3 - 21.2	3900	SatCom downlink; Serviços fixos e de transmissão via satélite
Banda Ka	27.5 - 31	3500	SatCom uplink; Uso militar e telecomunicações 5G

Tabela 1.1: Bandas de frequência usadas em SatCom e suas aplicações (adaptada de [7])

De todas as propostas submetidas à FCC (Federal Communications Commission), quatro estão em estágio avançado de desenvolvimento: OneWeb, SpaceX, Telesat e Amazon [8]. Estes satélites são normalmente limitados em energia e devem ser utilizados com máxima eficiência. Além disso, devido à alta velocidade dos satélites LEO (entre 5 a 10 km/s), o utilizador em terra só pode ser atendido por um satélite alguns minutos antes de mudar para o próximo. Assim, do ponto de vista do utilizador, é essencial ter antenas *phased arrays* (direção do feixe eletrónico) para melhorar a confiabilidade do sistema.

Os *phased arrays* têm sido usados há muitos anos para aplicações de defesa e aplicações de satélite, mas a necessidade deles nos últimos anos para aplicações 5G tornou-os uma prioridade em termos de redução de custos. Neste contexto, as redes de comunicações por satélite terão como missão reforçar a capacidade das redes móveis terrestres, proporcionando cobertura doméstica e empresarial onde as redes terrestres por cabo não sejam uma alternativa de alto desempenho. Assim, um sistema de baixo custo e alta transferência de dados de antenas orientadas eletronicamente para operar com satélites LEO parece ser essencial para preencher as lacunas neste mercado emergente.

Do ponto de vista da indústria, já existem algumas empresas que estão a trabalhar no desenvolvimento de terminais para comunicar com satélites LEO, como por exemplo a Isotropic Systems [9], Alcan Systems [10], Kymeta [11], SatixFy [12], Anokiwave [13]. Todas as empresas desenvolvem terminais com uso de diferentes arquiteturas e tecnologias na formação dos feixes (digital, analógico ou mecânico).

Todos os satélites comunicam com os terminais através de ondas rádio por meio de *frontends* de RF. Estes são desenhados especificamente consoante os requisitos de cada aplicação e transformam o sinal de banda base para alta frequência (ou vice-versa) e amplificam-no. Na conceção de *frontends* RF é fundamental maximizar a eficiência do amplificador de transmissão e a sensibilidade do sistema de receção. Como primeiro estágio ativo de um recetor de SatCom, o Amplificador de Baixo Ruído (LNA, do inglês *Low Noise Amplifier*) é determinante no desempenho global do mesmo. Deste modo, o objetivo desta dissertação é projetar, implementar e testar um LNA (usando o Advanced Design System (ADS)) que opere, dentro da banda K, entre os 17.7 e os 20.2 GHz e que tenha um ganho na ordem dos 15 dB, para que seja parte integrante de um recetor de SatCom das novas constelações de satélites LEO.

1.2 Estrutura

No capítulo 1, é explicada a motivação e são apresentados os objetivos desta dissertação. Além disso, também é clarificada a sua estrutura.

O capítulo 2 é composto pela descrição resumida das arquiteturas de recetores RF e pela descrição dos parâmetros mais importantes na caracterização dos LNAs.

No capítulo 3 é apresentada uma análise prévia de componentes, com o intuito de verificar o seu comportamento para as frequências de interesse.

O capítulo 4 é dedicado a todo o processo de desenvolvimento de um LNA de 1 estágio, desde a sua conceção até à validação experimental.

No capítulo 5 é descrito todo o processo de desenvolvimento de um LNA de 2 estágios, seguindo os mesmos passos do capítulo anterior.

O capítulo 6, último desta dissertação, faz um breve resumo do trabalho realizado com o propósito de verificar se todos os objetivos foram alcançados e identificar as falhas ocorridas. Além disto, o capítulo também inclui algumas sugestões de trabalho futuro.

Capítulo 2

Enquadramento teórico

2.1 Arquiteturas de Recetores RF

O funcionamento fundamental de um recetor RF é bastante intuitivo. Este deve estar sintonizado com a frequência ou frequências de transmissão a fim de as detetar. Os sinais recebidos são filtrados de ruídos indesejados e amplificados antes de um processo chamado desmodulação, que remove a informação desejada das ondas de rádio que a transportavam. No entanto, a implementação efetiva deste processo depende do tipo, complexidade e quantidade de dados que são transmitidos [14]. Por exemplo, conceber um recetor para lidar um simples sinal modulado em amplitude (AM) requer muito menos esforço e *hardware* (e até mesmo *software*) do que a construção de um recetor para telecomunicações 5G.

2.1.1 Detetor AM

Um dos recetores RF mais simples é o detetor AM. Este é constituído por um díodo detetor, um filtro passa-baixo e um amplificador (opcional). O díodo detetor atua como um retificador de meia-onda, bloqueado a parte negativa ou positiva do sinal recebido. O filtro passa-baixo é necessário para remover as componentes de alta frequência que permanecem no sinal depois da desmodulação. Pode-se usar um amplificador para melhorar a informação recuperada até um nível necessário para, por exemplo, uma saída áudio [14].

2.1.2 Recetor TRF

O recetor *tuned-radio-frequency* (TRF) tem uma arquitetura mais complexa em relação ao detetor AM. Tipicamente, um recetor TRF é constituído por dois blocos principais [14]:

- **Filtros de RF sintonizados na frequência de operação do recetor:** cada filtro de RF consiste num filtro passa-banda com um amplificador para melhorar o sinal desejado;
- **Detetor de sinal:** combinação entre um díodo retificador e um amplificador de áudio. O sinal de entrada é desmodulado neste bloco.

2.1.3 Recetor Conversão Direta

Uma forma de ultrapassar a necessidade de vários filtros RF sintonizados individualmente (Recetor TRF) é converter diretamente o sinal original para uma frequência de banda base muito mais baixa. No recetor de conversão direta, é usada conversão de frequências para mudar a alta frequência de entrada que contém a informação modulada para uma frequência mais baixa que ainda transporta o sinal modulado, mas é mais fácil de detetar e desmodular. A conversão de frequências é conseguida através de um *mixer*, que multiplica o sinal RF da entrada com um sinal de referência, sendo este último gerado por um oscilador local. Desta operação resulta um sinal de banda base que depois é detetado e desmodulado para se obter a informação desejada. Quando o sinal do oscilador local é igual ao sinal de entrada RF, diz-se que o recetor tem uma arquitetura “homodyne”. Em sentido inverso, se os dois sinais forem diferentes, pode-se afirmar que o recetor tem uma arquitetura “heterodyne” [14].

2.1.4 Recetor Superheterodyne

Em contraste com a simplicidade da arquitetura do recetor de conversão direta, o recetor *superheterodyne* incorpora frequentemente vários abatimentos de frequência. O sinal recebido pela antena passa inicialmente por um LNA onde é amplificador para um nível suficiente acima do *noise floor*, para que o sinal consiga continuar a ser processado no recetor. De seguida, o sinal passa por dois andares de abatimento de frequência. O primeiro *mixer* transforma o sinal RF numa frequência intermédia (IF). O segundo *mixer* completa o abatimento de frequência para um estágio de banda base, onde o sinal é, posteriormente, desmodulado. Entre os dois *mixers* é comum existir um amplificador de IF, para compensar as perdas nestes [14].

2.2 Parâmetros de Caracterização de um LNA

2.2.1 Parâmetros S

Os Parâmetros S são usados para modelar, em altas frequências, o comportamento entre os portos ou terminais de uma rede de dois portos/quadripolo. Estes parâmetros são representados através da seguinte matriz [15]:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Cada um dos elementos da matriz tem a sua própria definição, de acordo com as equações (2.2) a (2.5).

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.2)$$

(coeficiente de reflexão à entrada com $a_2=0$)

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.3)$$

(coeficiente de transmissão do porto 2 para o porto 1 com $a_1=0$)

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.4)$$

(coeficiente de transmissão do porto 1 para o porto 2 com $a_2 = 0$)

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.5)$$

(coeficiente de reflexão à saída com $a_1 = 0$)

Onde a_i e b_i são definidos em termos de V_i e I_i e uma impedância de referência de valor real positivo Z_0 , pelas equações (2.6) a (2.9) [15]. V_i e I_i são as tensões e as correntes da rede de dois portos representada na figura 2.1. Na prática, Z_0 tem normalmente o valor de 50Ω [15].

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.6)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.7)$$

$$a_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.8)$$

$$b_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.9)$$

Um Vector Network Analyzer (VNA) permite medir os parâmetros S de um quadripolo recriando as condições acima descritas.

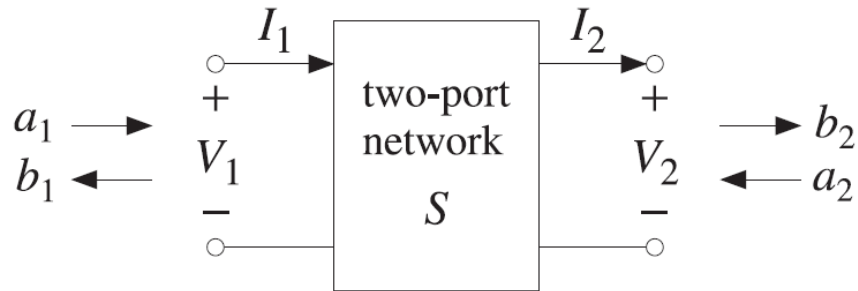


Figura 2.1: Representação de uma rede de dois portos [15]

2.2.2 Ganho

No desenho de amplificadores de alta frequência, existem várias definições de ganho que são usadas na literatura.

Ganho Transdutor

O Ganho Transdutor (G_T) é definido como a relação entre a potência fornecida à carga e a potência disponível na fonte (equação (2.10)) [16].

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_{out}|^2} \quad (2.10)$$

Ganho Disponível

O Ganho Disponível (G_{AV} de *Available Gain*) define-se como o rácio entre a potência disponível na saída de uma rede de dois portos e a potência disponível na fonte (equação (2.11)) [16].

$$G_{AV} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{|1 - \Gamma_{out}|^2} \quad \text{onde,} \quad \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - \Gamma_S S_{11}} \quad (2.11)$$

Ganho Associado

O Ganho Associado (G_{ASS}) é definido como o ganho disponível em condições de adaptação ótimas para ruído e é dado pela equação (2.12) [16].

$$G_{ASS} = \frac{1 - |\Gamma_{opt}|^2}{|1 - \Gamma_{opt} S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_{out}|^2} \quad (2.12)$$

Idealmente, um LNA deve amplificar o sinal sem comprometer a débil relação sinal-ruído (SNR) [14]. Além disso, o ganho deve-se manter estável ao longo da gama de frequências de operação, preferencialmente com uma variação inferior a 1 dB [17].

2.2.3 Figura de Ruído

O Fator de Ruído (F) é o rácio entre a SNR à entrada e a SNR à saída, como se pode ver pela equação (2.13) [18]. A NF é igual ao F, só que convertida para decibéis (dB) [14]. A NF de um sistema pode depender de várias fatores, como por exemplo perdas no circuito, os próprios componentes do circuito que introduzem ruído e até a polarização aplicada.

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.13)$$

A figura 2.2 mostra uma rede de dois portos com um ganho G . O sinal à saída da rede é dado pela equação (2.14) [18].

$$S_o = G S_i \quad (2.14)$$

Substituindo (2.14) em (2.13), F fica igual a:

$$F = \frac{S_i/N_i}{GS_i/N_o} = \frac{N_o}{GN_i} \quad (2.15)$$

Uma vez que a NF de um componente deve ser independente do ruído de entrada, F baseia-se numa fonte de ruído padrão N_i dada por [18]:

$$N_i = KT_0B \quad (2.16)$$

onde k é a constante de Boltzman, T_0 representa a temperatura de 290 K e B é a largura de banda. Substituindo (2.16) em (2.15), F fica igual a:

$$F = \frac{N_o}{GkT_0B} \quad (2.17)$$

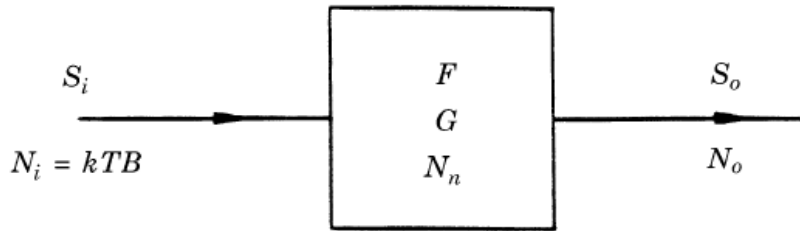


Figura 2.2: Representação de uma rede de dois portos com ganho G e ruído gerado N_n [18]

Num circuito em cascata com n elementos (figura 2.3), o F global é dado pelos fatores de ruído e ganhos de cada um dos elementos [18].

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.18)$$

Analisando a equação (2.18) é fácil perceber que o ganho e o F do primeiro estágio são críticos para obter um bom fator de ruído global. Sendo o LNA o primeiro estágio de um recetor, é importante que este tenha um F reduzido, normalmente na ordem dos 2 a 3 dB [17].

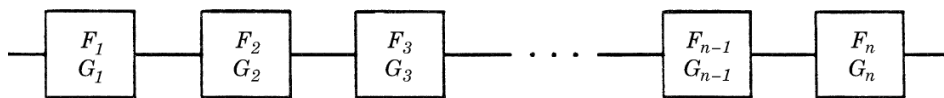


Figura 2.3: Representação do ruído em cascata com n elementos [18]

2.2.4 Ruído Térmico

Num amplificador de microondas, mesmo que não exista nenhum sinal de entrada, ainda se consegue medir uma pequena tensão à saída. Esta pequena tensão é normalmente chamada de potência de ruído do amplificador. A potência de ruído à entrada pode ser modelada por uma resistência que produz ruído térmico, também chamado *Johnson noise* [19]. O ruído térmico é o ruído gerado pela agitação térmica de cargas dentro de um condutor elétrico e é dado pela equação (2.19) [18]:

$$V_n^2 = 4kTBR \quad (2.19)$$

onde k é a constante de Boltzman, T é a temperatura absoluta da resistência em K , B é a largura de banda e R o valor da resistência.

2.2.5 Estabilidade

A estabilidade de um LNA é uma consideração bastante importante na sua conceção. Ao contrário de outros componentes no recetor, o LNA está sujeito a uma impedância da fonte mal controlada. Por este motivo, é essencial que o LNA se mantenha estável para todas as impedâncias da fonte em todas as frequências, não apenas na banda de frequências de operação [17].

Podem-se considerar duas condições de estabilidade: incondicionalmente e condicionalmente estável. A primeira significa que o amplificador se mantém estável (não começa a oscilar) independentemente da carga presente nos seus portos. Estabilidade condicional significa que uma rede de dois portos pode oscilar para certas cargas nos seus portos [16]. Tendo em conta os coeficientes de reflexão, as condições para um amplificador ser incondicionalmente estável são as seguintes:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right| < 1 \quad (2.20)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - \Gamma_S S_{11}} \right| < 1 \quad (2.21)$$

$$|\Gamma_S| < 1 \quad \text{e} \quad |\Gamma_L| < 1 \quad (2.22)$$

Tendo em conta os parâmetros S , um critério bastante usado para caracterizar a estabilidade é o *K Factor* (K) também conhecido por *Rollet Stability Factor*. Este parâmetro é dado pela equação (2.23) [17]:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} \quad (2.23)$$

Onde,

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.24)$$

Se $K > 1$ e $\Delta < 1$ então o amplificador é incondicionalmente estável. A estabilidade de um amplificador também se pode obter através dos coeficientes μ_1 e μ_2 (*Edwards-Sinsky stability parameter*) [15].

$$\mu_1 = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} \quad (2.25)$$

$$\mu_2 = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta S_{22}^*| + |S_{12}S_{21}|} \quad (2.26)$$

Se ambos os coeficientes forem superiores a 1, considera-se que o amplificador é incondicionalmente estável para todas as frequências [15].

Capítulo 3

Análise Prévia de Componentes

Antes de iniciar a implementação do amplificador é importante fazer alguns testes de modo a verificar o comportamento de alguns componentes, nomeadamente conectores, condensadores e transístor, para as frequências de interesse. Por este motivo, desenharam-se e implementaram-se circuitos de teste com o intuito de perceber como é que estes elementos poderiam influenciar o amplificador de baixo ruído. Para começar, escolheu-se o substrato RO4350B da Rogers Corporation, que oferece uma excelente performance elétrica e aplicação a altas frequências [20]. As principais especificações do substrato encontram-se na tabela 3.1.

Parâmetro	Valor
Espessura do substrato	0.254 mm
Espessura do condutor	17.5 μm
Constante dielétrica relativa, ϵ_r	3.66
Tangente de perdas @ 10 GHz	0.0037

Tabela 3.1: Principais características do substrato

Todos as simulações dos parâmetros S dados pelos fabricante (caso do condensador e transístor) foram realizadas no ADS 2020, da Keysight Technologies. Os parâmetros S foram medidos usando os dois portos do VNA MS4647B da Anritsu [21] que foram previamente calibrados com o *Kit* de calibração automático 36585K também da Anritsu [22]. Para testar o transístor, usou-se a fonte de alimentação Aim TTi modelo PL303QMT-P [23]. O *setup* experimental usado está presente na figura 3.1.

3.1 Atenuação dos conectores

Para testar possíveis atenuações derivadas dos conectores, simulou-se e implementou-se uma linha de 50 Ω (ver figura 3.2). No ADS, com os parâmetros do substrato RO4350B definidos, considerou-se que os resultados da simulação da linha eram muito próximos de uma linha real de cobre. Já com a linha impressa, aparafusaram-se os conectores da Southwest Microwave, modelo 292-06A-6 [24]. Os resultados da simulação da linha no ADS e das medidas em laboratório com os conectores estão presentes na figura 3.3.

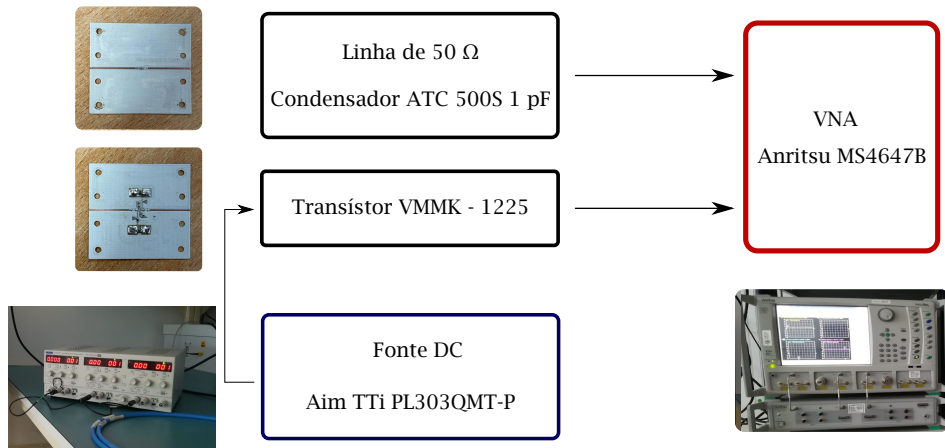


Figura 3.1: *Setup* experimental usado para testar atenuação dos conectores, condensador ATC 500 S de 1 pF e transistor VMMK-1225

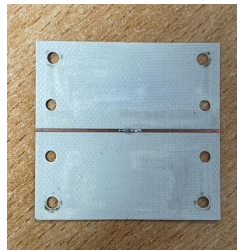


Figura 3.2: Linha de 50 Ω que foi reaproveitada para testar também o condensador ATC 500S de 1 pF (dimensões 34 x 33 mm)

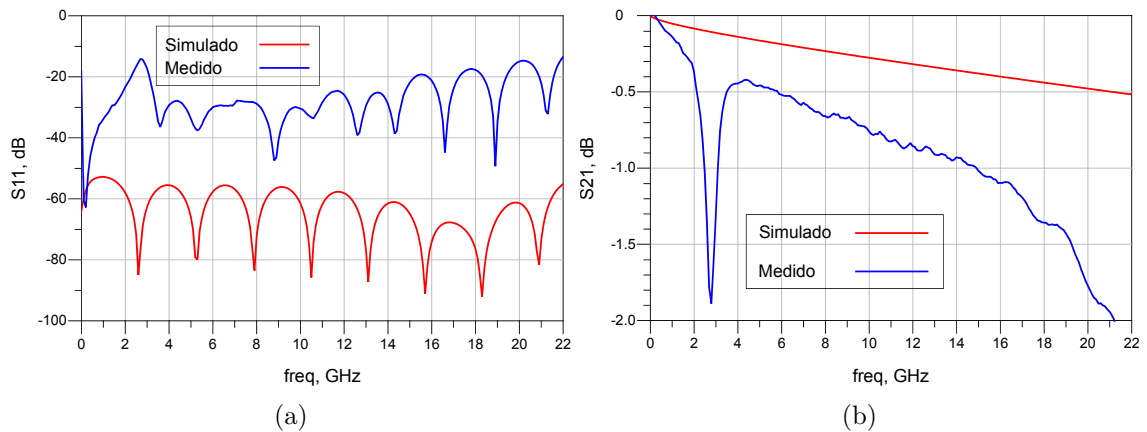


Figura 3.3: Comparação entre os resultados de $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ da linha simulada e das medições realizadas com os conectores

Observando os resultados da figura 3.3, chega-se à conclusão que os valores medidos apresentam mais perdas do que aqueles simulados, perdas essas que são introduzidas pelos conectores.

3.2 Condensador

Neste caso, o objetivo é avaliar o comportamento de um condensador em série na linha de $50\ \Omega$ produzida anteriormente (figura 3.2), para se conseguir perceber se este consegue atuar eficazmente como *DC Block*, ou seja, impedir que o sinal DC interfira com algum componente no caminho RF [25]. O dispositivo escolhido para este propósito deve ter uma impedância o mais baixa possível na banda de frequências de operação. Os condensadores escolhidos para este efeito foram os ATC 500S de $1.0\ pF$, condensadores que oferecem uma excelente *Insertion Loss* [26]. Os resultados simulados e medidos em laboratório estão presentes na figura 3.4.

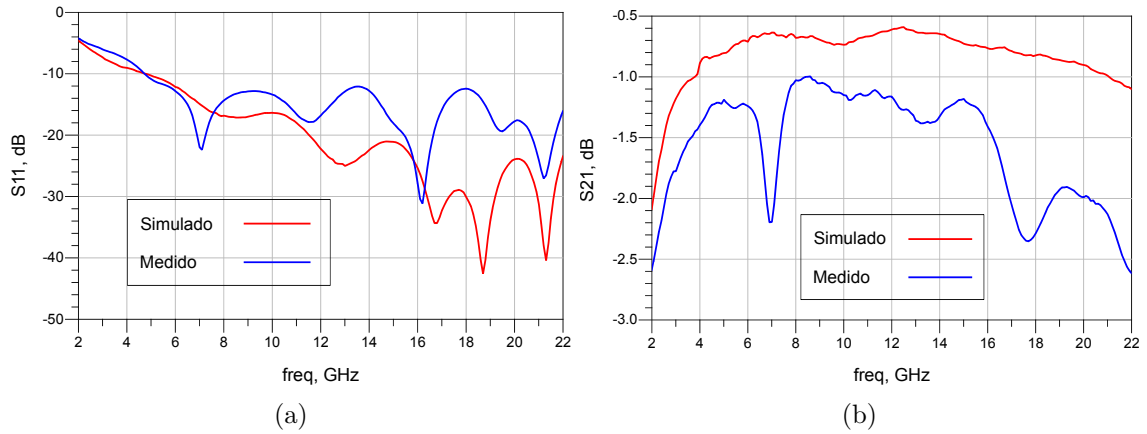


Figura 3.4: Comparação entre os resultados de $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ dados pelo fabricante com os medidos

Analisando os resultados da figura 3.4, chega-se à conclusão que existe uma ligeira diferença entre o módulo dos parâmetros S do condensador dados pelo fabricante com aqueles medidos em laboratório. No entanto, para a gama de frequências que se pretende usar, os resultados são na mesma bastante satisfatórios.

3.3 Teste do Transistor

Depois de se efetuar uma pesquisa, notou-se bastante dificuldade em encontrar transistores para a banda de frequências desejada, como se pode observar pela tabela 3.2. Apesar de estar classificado pelo fabricante como descontinuado, optou-se pelo transistor VMMK-1225 da Broadcom por ainda existirem algumas unidades no Instituto de Telecomunicações e por ser o único dos dispositivos encontrados que satisfaz a gama de frequências requerida [27]. O VMMK-1225 usa a tecnologia *Gallium Arsenide* (GaAs). Na figura 3.5 estão representadas as dimensões do transistor e uma vista externa deste.

Nome	Fabricante	Gama de Frequências	Condição
TGF2018 [28]	Qorvo	DC até 20 GHz	Descontinuado
TGF2025 [29]	Qorvo	DC até 20 GHz	Descontinuado
TGF2977-SM [30]	Qorvo	DC até 12 GHz	Disponível
BFP640FESD [31]	Infineon	DC até 10 GHz	Disponível
BFP740F [32]	Infineon	DC até 10 GHz	Disponível
VMMK-1225 [27]	Broadcom	0.5 até 26 GHz	Descontinuado

Tabela 3.2: Alguns transistores encontrados

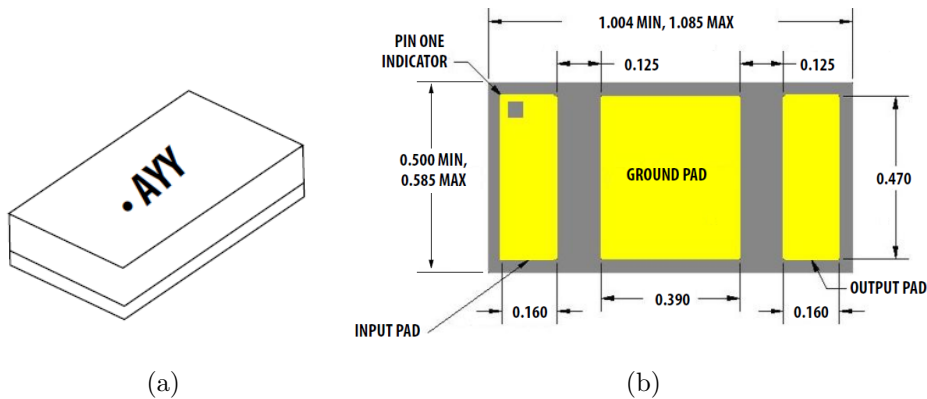


Figura 3.5: Transistor VMMK-1225. (a) Vista externa; (b) Dimensões do transistor (mm)

Nesta dissertação, usou-se o ficheiro de parâmetros S (.s2p) do transistor, visto que estes são a forma mais simples e rigorosa de representar um elemento ativo a operar em pequeno sinal. Pela análise do *datasheet* do transistor, concluiu-se que o melhor compromisso entre ganho e NF seria escolher um ponto de polarização com $V_{DS} = 2$ V e uma corrente $I_{DS} = 20$ mA, o que daria um $V_{GS} \approx 0.68$ V [27]. A figura 3.6 mostra as curvas I_{DS} em função de V_{DS} , com o ponto de polarização escolhido. Neste ponto de polarização, o transistor está caracterizado, em termos dos seus parâmetros S, desde os 2 até aos 45 GHz.

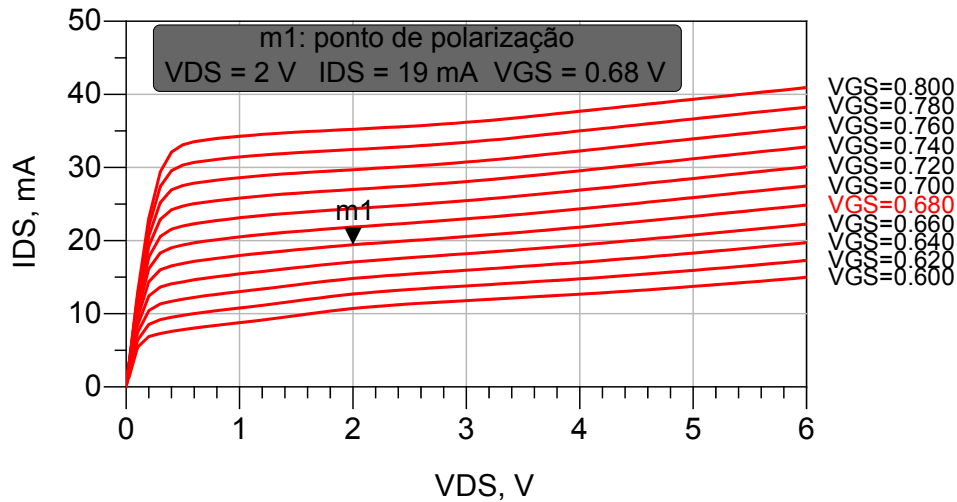


Figura 3.6: Curvas I_{DS} em função de V_{DS} , com ponto de polarização escolhido

Com o objetivo de verificar a precisão dos parâmetros S dados pelo fabricante, desenvolveu-se um circuito apenas com o transistor, condensadores de DC *Block* e malhas de alimentação, dado que não existiam em laboratório malhas de alimentação externas para a gama de frequências desejada.

3.3.1 Malha de Alimentação

A malha de alimentação de um circuito isola a alimentação DC do caminho RF em qualquer circuito ativo, como por exemplo um amplificador [33]. Esta deve manter as condições de alimentação constantes mesmo que ocorram variações nos parâmetros do transistor e na temperatura [19]. Além disso, nenhuma parte do sinal RF se deve perder nesta malha, ou seja, este deve ver idealmente uma impedância infinita (circuito aberto) para dentro da malha de alimentação.

A maneira mais simples de alcançar este circuito aberto é usando um transformador de $\lambda/4$. O comportamento desta linha de transmissão pode ser facilmente explicado usando uma Carta de *Smith* (figura 3.7). Começando com uma impedância de 0Ω (no lado esquerdo da carta) e percorrendo uma distância igual a $\lambda/4$, é possível alcançar uma impedância infinita (lado direito da carta), ou um circuito aberto, o qual é precisamente o objetivo que se quer alcançar. No entanto, antes do circuito aberto, é preciso obter um curto circuito. Usou-se para isso um *stub* radial, o qual fornece uma impedância muito baixa numa gama maior de frequências em comparação com, por exemplo, um *stub* em aberto [34].

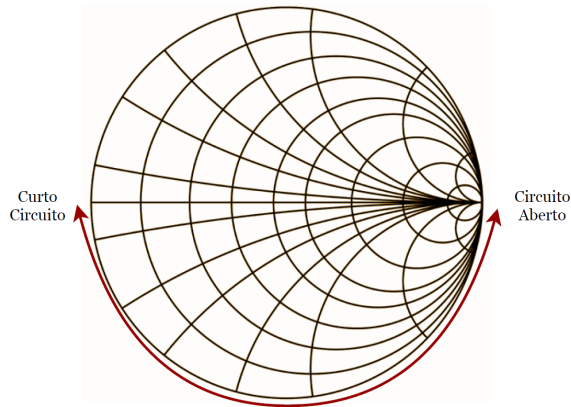


Figura 3.7: Transformação de um curto circuito para um circuito aberto usando um transformador de $\lambda/4$ (Carta de *Smith* adaptada de [35])

Tendo em consideração os conceitos explicados anteriormente, desenhou-se a malha de alimentação no ADS, como se pode ver na figura 3.8. Os comprimentos do *stub* radial e do transformador de $\lambda/4$ foram obtidos através da ferramenta *tuning* até se alcançar um curto circuito e um circuito aberto, respetivamente. Adicionalmente, colocaram-se dois condensadores perto da alimentação DC com o intuito de cortar possíveis sinais de baixa frequência indesejados, principalmente da fonte de tensão [36]. Do lado da *gate* do transistor também se adicionou uma resistência de estabilização de modo a tornar a malha estável para todas as frequências. O comportamento da malha está representado na figura 3.9.

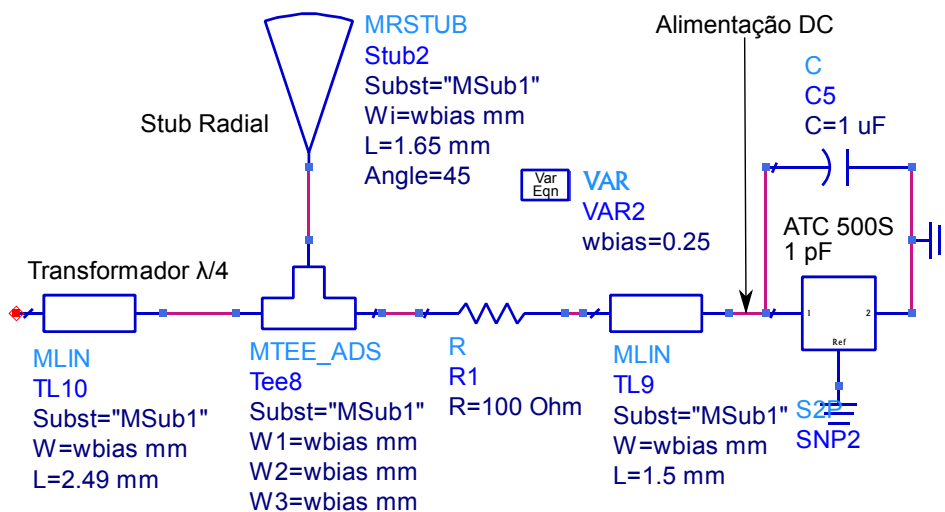


Figura 3.8: Malha de alimentação projetada

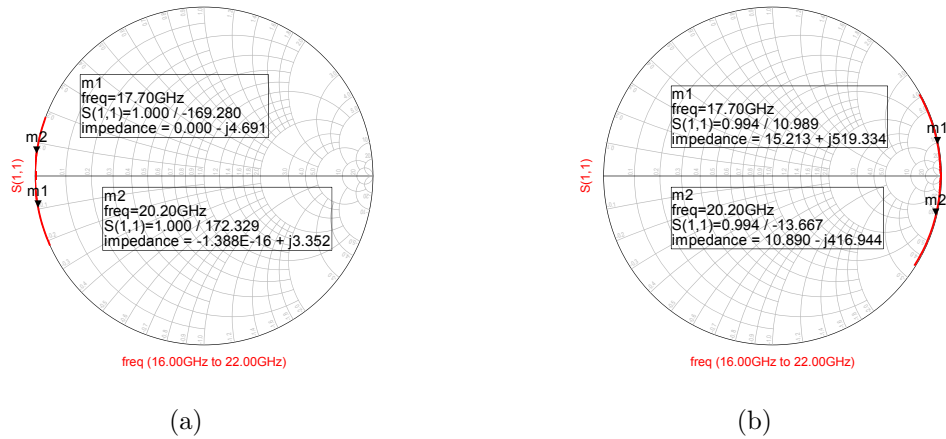


Figura 3.9: (a) Impedância depois do *stub* radial; (b) Impedância depois do transformador de $\lambda/4$

3.3.2 Resultados

O circuito de teste do transistor implementado está representado na figura 3.10. Os resultados medidos em laboratório estão presentes na figura 3.11, assim como os obtidos em simulação.

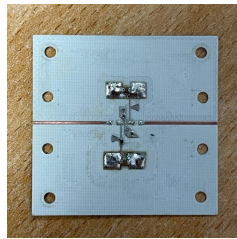


Figura 3.10: Circuito de teste do transistor com dimensões 34 x 33 mm

Através da análise da figura 3.11 percebe-se que o $|S_{21}|(dB)$ medido ficou um pouco abaixo daquele dado pelo fabricante. Notam-se também algumas diferenças nos outros parâmetros que podem ter aparecido devido ao facto de que o método usado para a medição dos parâmetros S usado pelo fabricante (ver *datasheet* do transistor [27]) é diferente e mais preciso. Além disso, todos os transistores são diferentes o que faz com que os seus parâmetros também sejam diferentes. A presença de componentes que introduzem perdas (como resistências) e que foram simulados como ideais, também podem ser responsáveis por algumas diferenças entre a simulação e a medição.

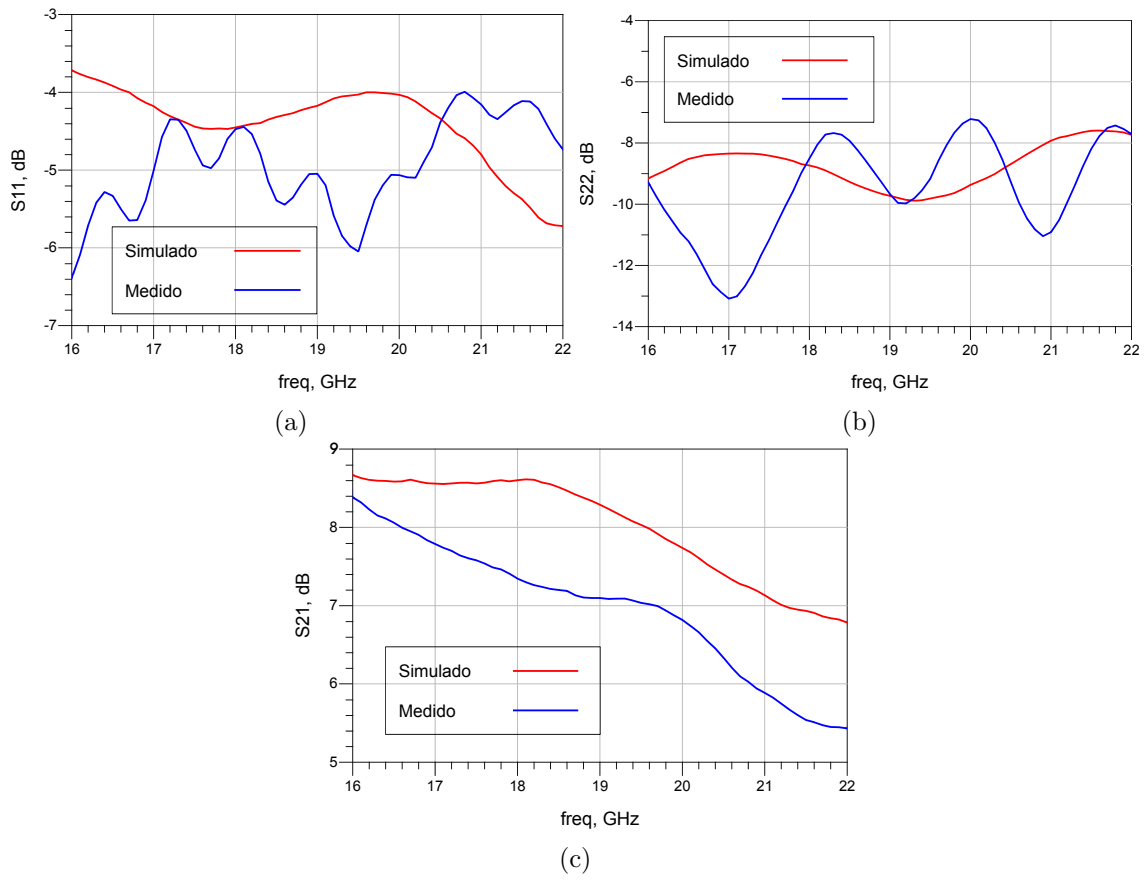


Figura 3.11: Resultados do teste do transistor: (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}

Capítulo 4

Design e Teste do Amplificador (1 Andar)

O objetivo desta dissertação é implementar um LNA que opere entre 17.7-20.2 GHz (2.5 GHz de largura de banda) e que tenha um ganho na ordem dos 15 dB. Para isso, começou por se desenhar um amplificador usando apenas um transistor (um andar). Neste capítulo é descrito todo o processo de desenho desse amplificador. Este processo inclui vários passos que são: desenho das malhas de adaptação para uma frequência, análise da sua estabilidade, otimização do esquemático para toda a banda de frequências, desenho do seu *layout* e verificação experimental.

4.1 Malhas de Adaptação

Para que um amplificador consiga fornecer a máxima potência a uma carga ou para que funcione de uma certa maneira previamente desejada, deve ser devidamente terminado, tanto no porto de entrada como no porto de saída [19]. Para se alcançarem essas terminações, surge a necessidade de projetar malhas de adaptação. A figura 4.1 mostra uma situação típica onde um transistor, para fornecer a máxima potência a uma carga de $50\ \Omega$, deve ser terminado por $Z_{IN} = Z_S^*$ e $Z_{OUT} = Z_L^*$ [37].

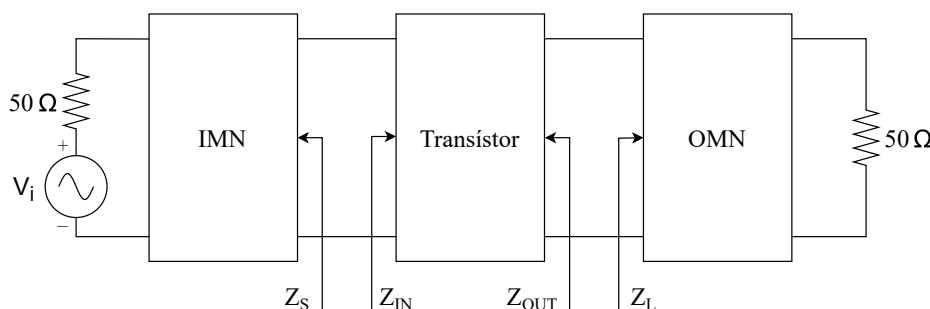


Figura 4.1: Diagrama de blocos de um amplificador com as suas terminações ótimas

No ADS, usou-se um *Amplifier Design Guide* que mostra as impedâncias que se deve usar para conseguir a melhor NF, através de um varrimento na frequência [38]. Como o LNA é o primeiro componente de um recetor e como já se concluiu que o primeiro estágio é o mais crítico em termos de ruído introduzido num sistema (através da análise da equação (2.18)), as malhas foram projetadas para a melhor NF. Além disso estas foram desenhadas para 20 GHz, ou seja, perto do final da gama de interesse, porque o desempenho do transistor tende a piorar com o aumento da frequência, em termos de ganho e ruído, conforme se pode analisar através do seu *datasheet* e da figura 3.11c. Um exemplo de uma página de resultados deste *Design Guide* está disponível na figura 4.2.

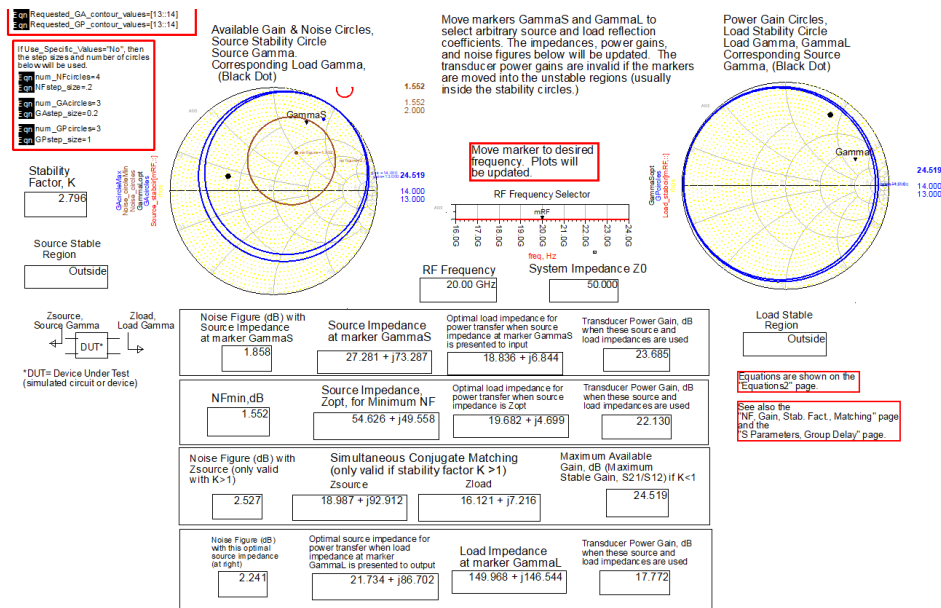


Figura 4.2: Exemplo da janela de resultados do *Amplifier Design Guide*

Nesta página de resultados do *Design Guide* o utilizador tem ao seu dispor várias opções. Uma delas é a possibilidade de arrastar o marcador “GammaS” até à posição que queira na carta de *Smith*. Consoante a posição em que este marcador esteja, as impedâncias ótimas vão mudando. De seguida o utilizador pode consultar esses valores no retângulo “Source Impedance at marker GammaS” e no imediatamente à sua direita. É possível atuar da mesma forma no marcador “GammaL”, na carta de *Smith* mais à direita, só que desta vez os valores das impedâncias ótimas são os do retângulo “Load Impedance at marker GammaL” e no imediatamente à sua esquerda. Dentro da carta, as linhas azuis representam os círculos de ganho e as linhas castanhas os círculos de ruído. Também é possível consultar o fator de estabilidade K. Tudo isto para a frequência que o utilizador desejar através do varrimento do marcador “RF Frequency Selector”, entre as duas cartas de *Smith*.

4.1.1 Malha de Adaptação à Entrada

Para começar o desenho da malha de adaptação à entrada (IMN, do inglês *Input Matching Network*), selecionou-se a impedância de entrada ótima para a melhor NF a 20 GHz, através da janela de resultados do *Design Guide* (valor realçado na figura 4.3).

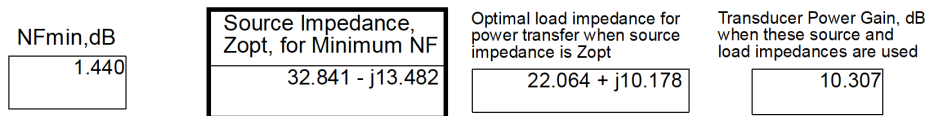


Figura 4.3: Impedância de entrada ótima

Para transformar o valor de impedância $32.841 - j13.482 \Omega$ em 50Ω utilizou-se a *Smith Chart Utility* do ADS. Nesta ferramenta, o utilizador pode desenhar uma malha de adaptação como lhe for mais conveniente usando, por exemplo, linhas de transmissão, condensadores, *stubs* em aberto, *stubs* em curto-circuito. Neste trabalho, começou-se o desenho da IMN com linhas *microstrip* e *stubs* em aberto. Na figura 4.4 é possível observar a resposta da malha (em “Network Response”) entre os 19.9 e os 20.1 GHz. Usando desta vez a ferramenta *LineCalc*, introduziram-se as características do substrato e os dados provenientes da *Smith Chart Utility* - impedância característica 50Ω e comprimento elétrico de todos os componentes da IMN (dados realçados na figura 4.4 que, neste caso, correspondem aos valores do *stub* da IMN) - e obtiveram-se os comprimentos e larguras dos componentes da IMN. Na figura 4.5 é possível observar um exemplo de utilização da ferramenta para calcular as dimensões físicas do *stub* da IMN (valores destacados).

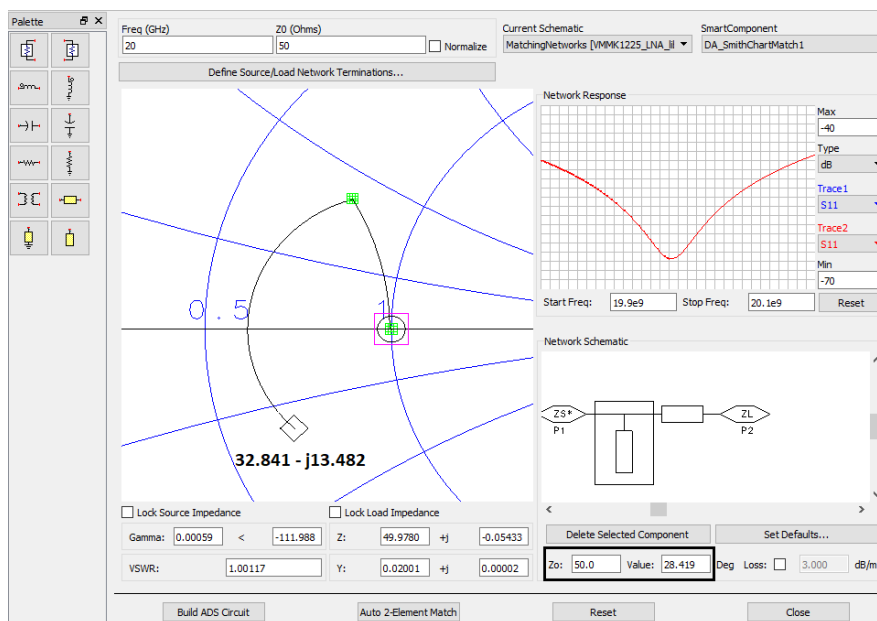


Figura 4.4: Desenho da IMN com a *Smith Chart Utility*

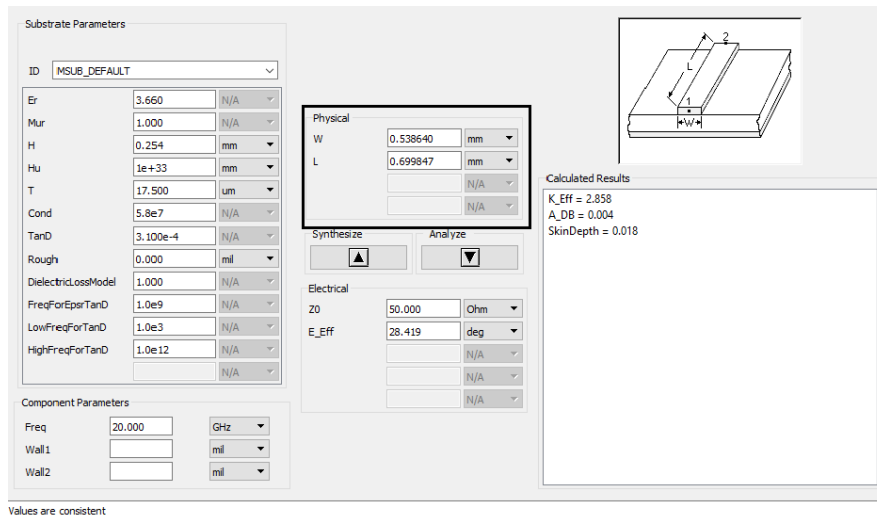


Figura 4.5: Exemplo de utilização da ferramenta *LineCalc* para calcular as dimensões do *stub* da IMN

Analisando a figura 4.6, o valor da impedância vista na saída da IMN ficou muito perto do conjugado do valor dado pelo *Design Guide* ($32.841 - j13.482 \Omega$), pelo que se pode confirmar que as dimensões físicas dos componentes desta foram bem calculados.

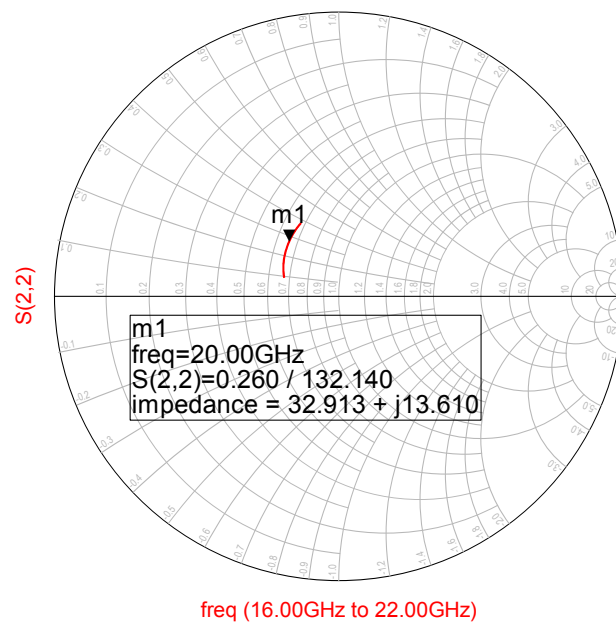


Figura 4.6: Impedância vista na saída da IMN

4.1.2 Malha de Adaptação à Saída

De modo a desenhar a malha de adaptação à saída (OMN, do inglês *Output Matching Network*), repetiu-se o processo do desenho da IMN, mas com algumas mudanças. Desde já, o valor da impedância para 20 GHz não foi selecionado a partir da janela de resultados do *Design Guide*, mas sim através da análise da impedância vista à saída do transistor, com a IMN no lado da entrada. O valor desta impedância está presente na figura 4.7.

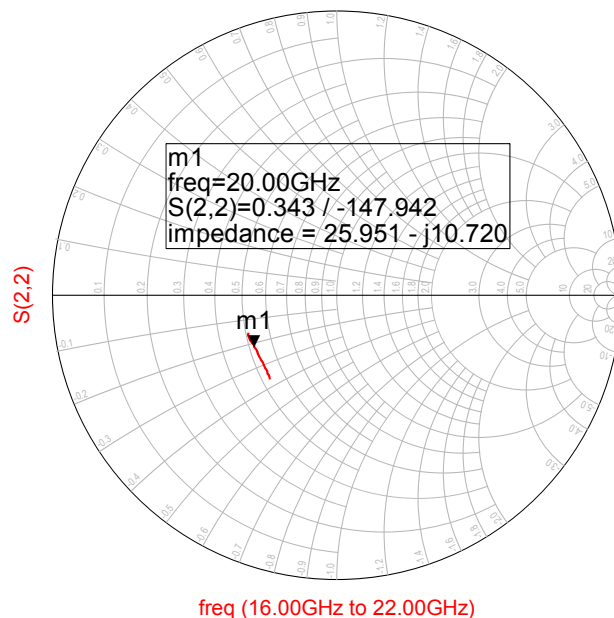


Figura 4.7: Impedância de saída ótima

Para transformar o valor de impedância $25.951 - j10.720 \Omega$ em 50Ω , utilizou-se mais uma vez a *Smith Chart Utility*. A OMN foi construída usando os mesmos componentes, isto é, usando linhas *microstrip* e *stubs* em aberto. A malha obtida pode ser vista na figura 4.8, assim como a sua resposta em frequência. Tirando partido da ferramenta *LineCalc*, conseguiu-se chegar às dimensões físicas dos componentes da OMN, como se pode ver pela figura 4.9. De realçar que as dimensões que aparecem destacadas nesta figura correspondem apenas ao *stub* da OMN, assim como aconteceu com a IMN.

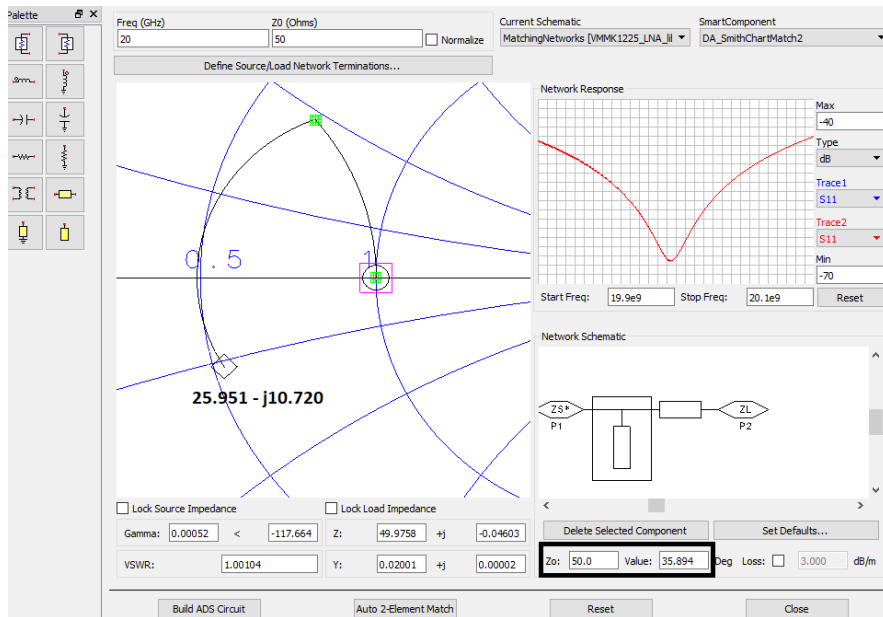


Figura 4.8: Desenho da OMN com a *Smith Chart Utility*

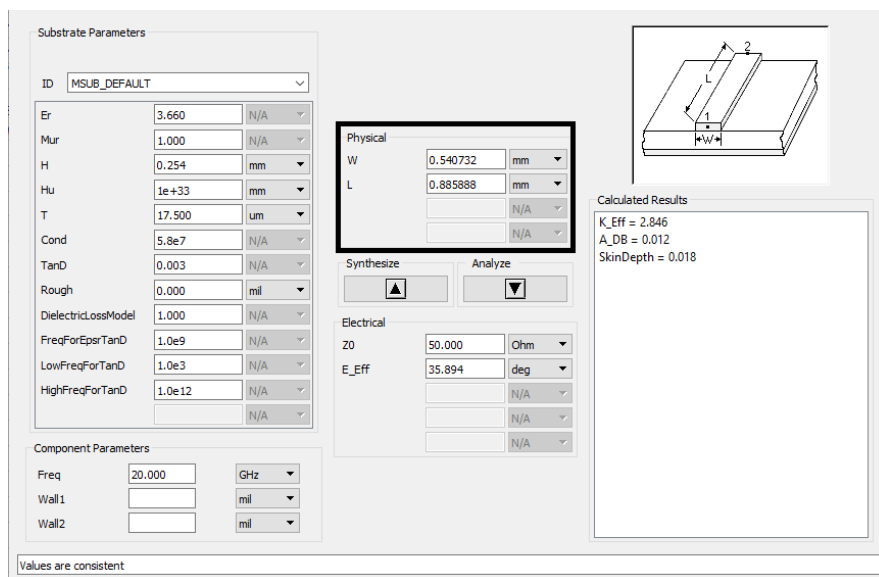


Figura 4.9: Exemplo de utilização da ferramenta *LineCalc* para calcular as dimensões do *stub* da OMN

Analisando a figura 4.10, o valor da impedância vista na saída da OMN ficou muito perto do conjugado do valor inicial, $25.951 - j10.720 \Omega$, confirmando assim o correto valor das dimensões físicas dos componentes desta.

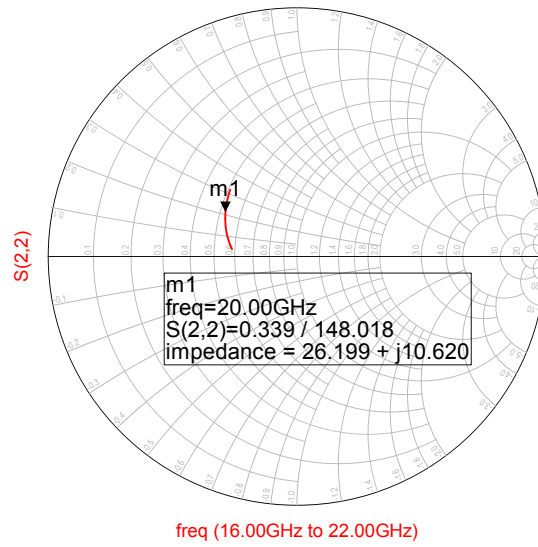


Figura 4.10: Impedância vista na saída da OMN

4.2 Estabilidade

Após definidas as malhas de adaptação e usando a malha de alimentação projetada em 3.3.1, é importante fazer um estudo da estabilidade do amplificador de modo a verificar se existem frequências onde este pode ser potencialmente instável e, conseqüentemente, tomar precauções de modo a eliminar essa instabilidade. Para esse efeito, usaram-se as funções $Mu1$ e $MuPrime1$ do ADS que retornam a estabilidade na carga e na fonte do circuito completo, respetivamente. Estas funções baseiam-se nos parâmetros $\mu1$ e $\mu2$ já discutidos na secção 2.2.5. Os resultados destas funções na gama de frequências de 0 até 24 GHz estão representados na figura 4.11.

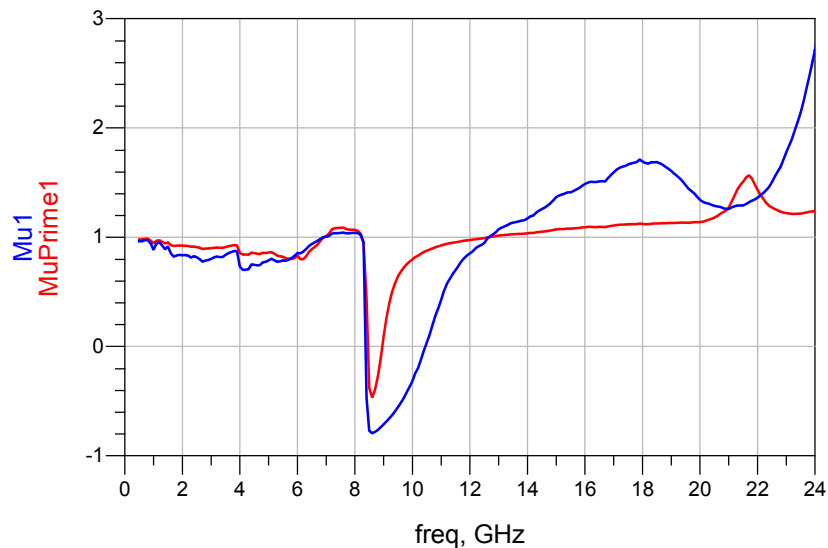


Figura 4.11: Resultados iniciais das funções $Mu1$ e $MuPrime1$

Na gama de frequências de operação o dispositivo é estável pois $Mu1$ e $MuPrime1$ são maiores que 1, o que está de acordo com o que já foi explicado em 2.2.5. No entanto, desde DC até por volta dos 12 GHz, existem várias zonas onde o amplificador pode ser instável. Para resolver este problema, além da resistência de 100Ω já presente perto do *stub* radial na malha de alimentação da *gate* do transistor, adicionou-se uma resistência de 25Ω localizada na mesma zona, mas desta vez do lado do dreno [39]. Com esta abordagem conseguiu-se garantir estabilidade em quase todas as frequências, ficando por resolver a zona entre os 8 e os 10 GHz (figura 4.12).

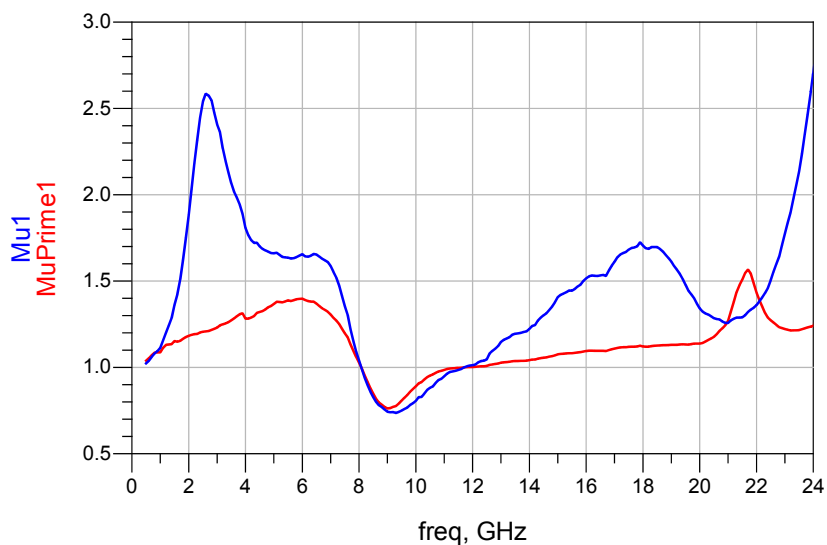


Figura 4.12: Resultados intermédios das funções $Mu1$ e $MuPrime1$

De modo a garantir a estabilidade para todas as frequências, adicionou-se uma resistência de 30Ω em paralelo com um condensador ATC 500S de $1 pF$, igual ao usado para DC Block. O valor da resistência foi escolhido através de um *tuning* até que se atingisse estabilidade total. Pode-se observar o resultado final na figura 4.13.

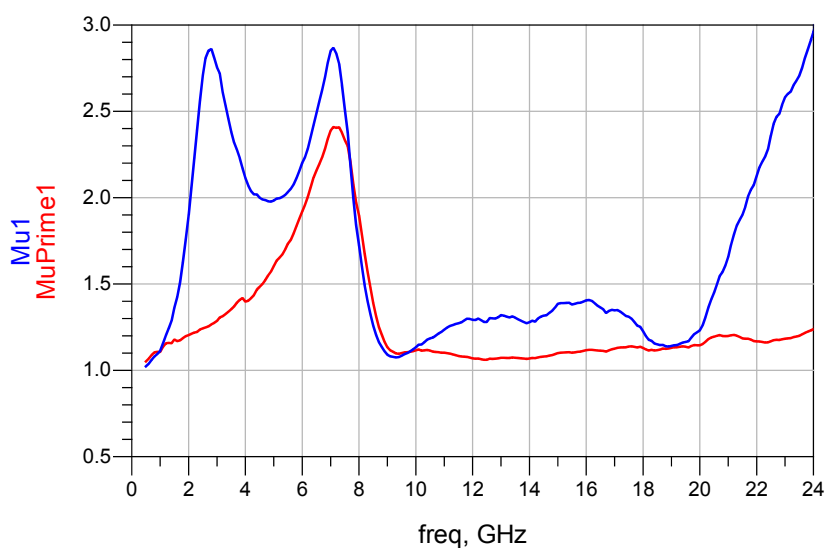


Figura 4.13: Resultados finais das funções $Mu1$ e $MuPrime1$

4.3 Resultados Simulados e Implementação do Layout

4.3.1 Otimizações Finais e Resultados da Simulação Esquemática

Além das malhas de adaptação e alimentação e dos componentes para estabilidade, foram necessários fazer mais alguns ajustes para se concluir o desenho do circuito a nível do esquemático. Na entrada e na saída do circuito acrescentaram-se linhas de 5 mm para prevenir que os conectores, depois de aparafusados, não interferissem no sistema. Para além disso, adicionaram-se *tapers* de comprimento fixo antes e depois dos condensadores de DC *Block*, do transistor e do paralelo da resistência com o condensador de estabilidade, para que a transição do tamanho da linha para o tamanho dos *pads* dos componentes que constituem a linha RF fosse o mais suave possível e para que não existissem descontinuidades.

Apesar de todos estes ajustes, as malhas de adaptação foram projetadas para 20 GHz. O objetivo é que o LNA opere entre 17.7 e 20.2 GHz. Para tornar isto possível, otimizaram-se as dimensões das linhas e *stubs* das malhas, usando o otimizador do ADS. Neste, foram estabelecidos 4 objetivos:

- S_{11} menor ou igual a -10 dB dentro das frequências de interesse;
- S_{22} também menor ou igual a -10 dB dentro da banda;
- S_{21} entre 8 e 10 dB entre 17.5 e 20.5 GHz;
- NF no fim do circuito menor do que 2.5 dB entre os 17.7 e os 20.2 GHz.

Os resultados do desempenho do LNA depois da otimização estão presentes nas figuras 4.14 e 4.15. A tabela 4.1 contém os valores de alguns pontos de interesse dentro da gama de frequências de operação.

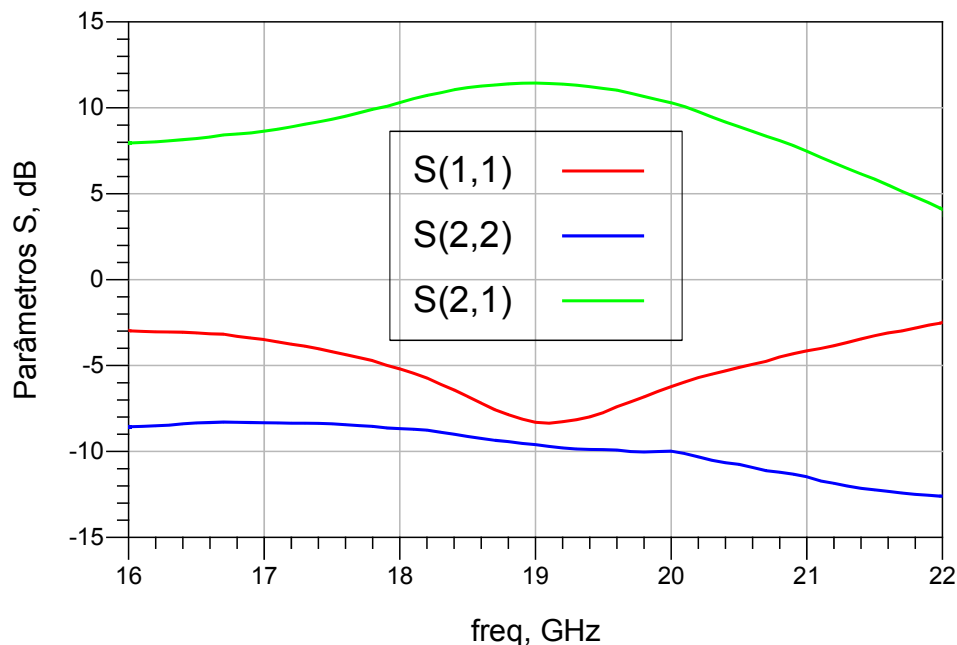


Figura 4.14: Parâmetros S depois da otimização

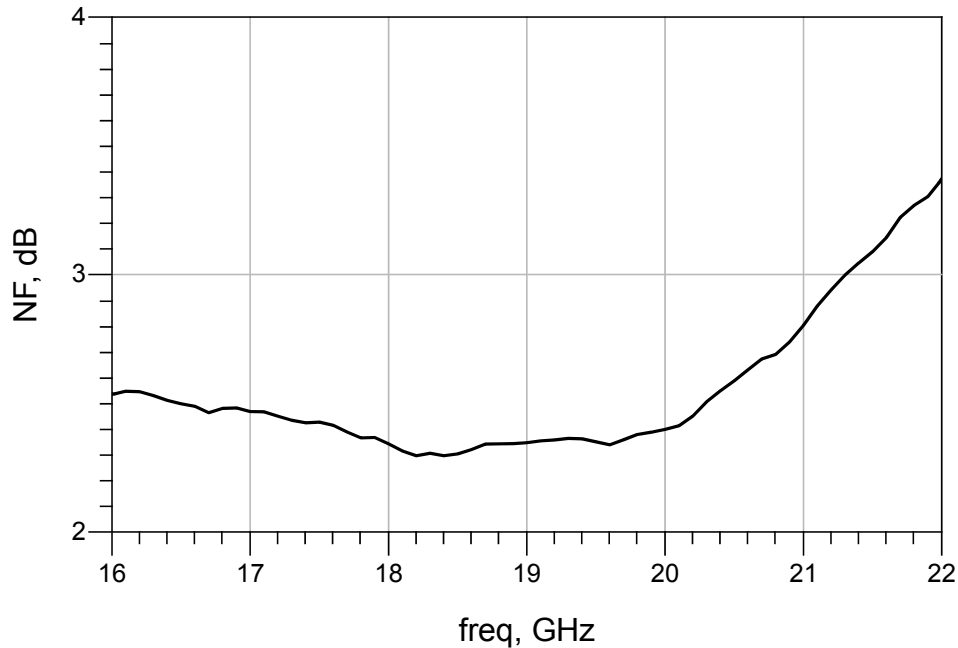


Figura 4.15: Figura de Ruído depois da otimização

	S_{21} (dB)	S_{11} (dB)	S_{22} (dB)	NF (dB)
17.7 GHz	9.09	-4.02	-8.96	2.39
19 GHz	11.42	-8.56	-9.62	2.35
20.2 GHz	9.28	-4.93	-10.66	2.45

Tabela 4.1: Resultados obtidos em alguns pontos de frequência

4.3.2 Implementação do Layout e Simulação Eletromagnética

O *layout* do circuito foi desenhado a partir do esquemático otimizado anteriormente. Neste, acrescentaram-se pedaços de linha para que se consigam depois soldar as resistências, os condensadores e o transistor, de acordo com os tamanhos dos seus *pads*. Desenharam-se também dois *pads* de massa no dispositivo ativo (juntando a estes duas vias de massa em cada um deles) e os *pads* de alimentação onde vão ser soldados, posteriormente, os fios para alimentar o circuito. Adicionaram-se quatro vias com 2 mm de raio nos cantos do desenho para se aparafusar a PCB a uma placa metálica do mesmo tamanho, de forma a salvaguardar a integridade do substrato utilizado, pois este é bastante fino. Por último, adicionaram-se duas furações na entrada e duas na saída do sinal RF para os conectores da Southwest Microwave, modelo 292-06A-6, com as dimensões especificadas no *datasheet* destes [24].

Além de tudo isto, foi imprescindível ter em conta a orientação do *stub* radial da alimentação e dos *stubs* das malhas de adaptação e o espaçamento entre linhas, devido às limitações da máquina de impressão das placas. O *layout* do amplificador está presente na figura 4.16. Nesta figura, os retângulos a preto representam, de uma forma simbólica, os componentes que constituem o circuito e que irão ser soldados depois da impressão da placa.

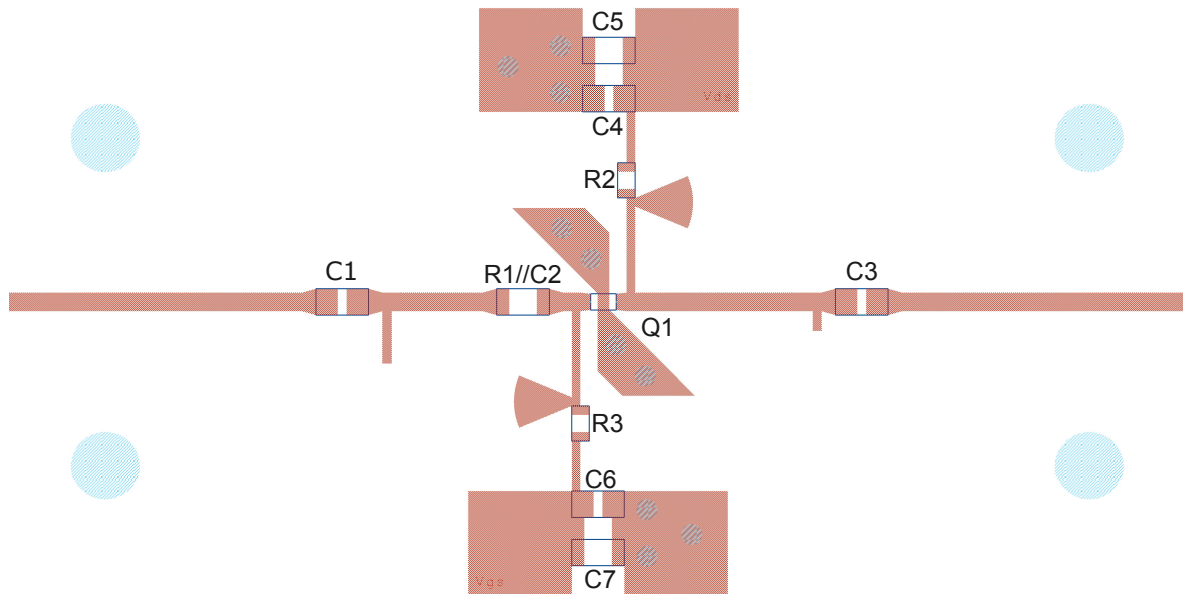


Figura 4.16: *Layout* do amplificador de um estágio

$C1, C2, C3, C4, C6 = 1 \text{ pF}$; $C5, C7 = 1 \text{ }\mu\text{F}$; $R1 = 30 \text{ }\Omega$; $R2 = 25 \text{ }\Omega$; $R3 = 100 \text{ }\Omega$;
 $Q1 = \text{VMMK-1225}$

Após a conclusão do *layout*, configurou-se uma simulação EM, começando com a calibração dos portos. Usou-se a calibração *TML zero length* nos portos das resistências, condensadores e transistor, fazendo o *de-embeddding* das linhas que foram adicionadas para soldar os mesmos. No caso dos portos onde se vão ligar os conectores, usou-se a calibração *TML*. Uma explicação mais detalhada sobre a calibração dos portos pode ser consultada em [40]. Depois de escolher o substrato e configurar algumas opções necessárias para a correta simulação EM, foram gerados os parâmetros S do circuito. Este foi dividido em várias partes (sempre que aparecia um componente, como por exemplo um condensador de DC *Block*) de forma a reduzir o tempo de simulação.

De seguida é apresentada uma comparação entre os resultados do esquemático otimizado e os resultados da simulação EM (figuras 4.17 e 4.18). Na tabela 4.2 estão presentes os valores de alguns pontos dentro da gama de frequências de operação das duas simulações.

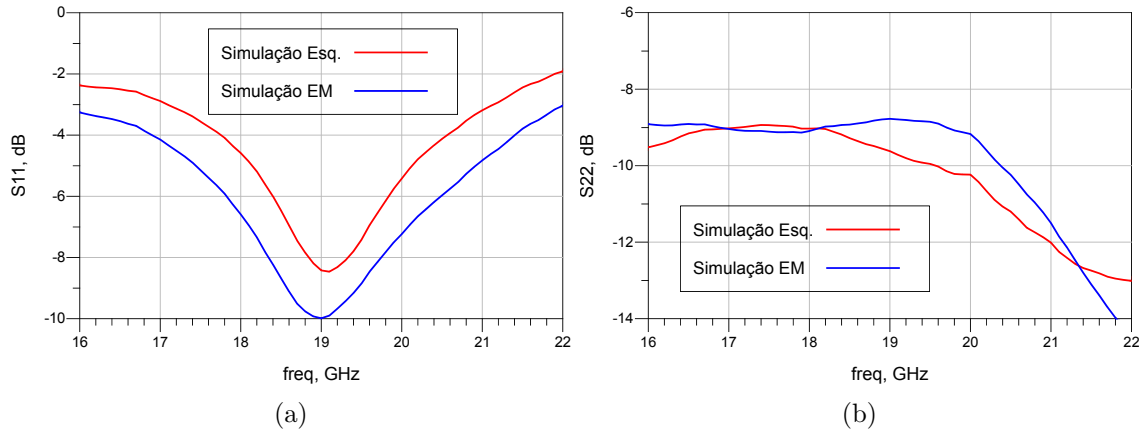


Figura 4.17: Resultados S_{11} e S_{22}

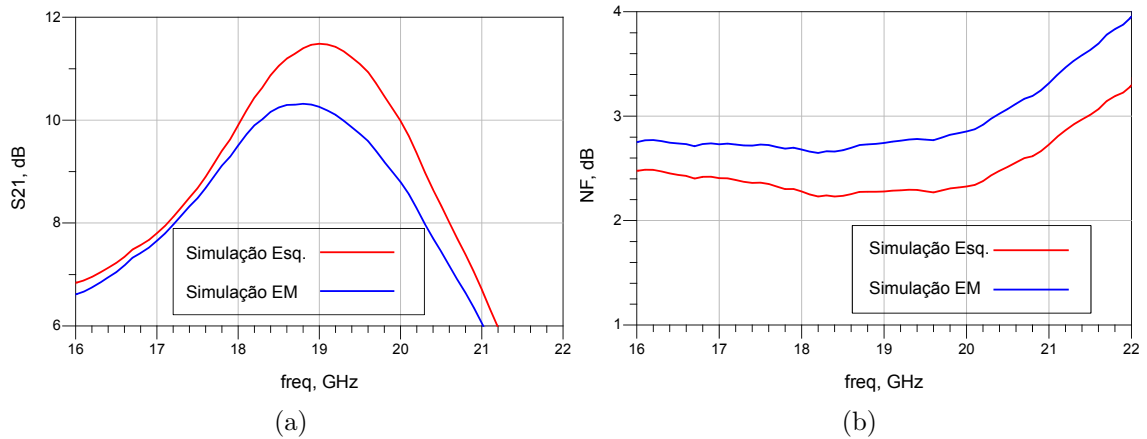


Figura 4.18: Resultados S_{21} e Figura de Ruído

Freq (GHz)	S_{21} (dB)		S_{11} (dB)		S_{22} (dB)		NF (dB)	
	Esq.	EM	Esq.	EM	Esq.	EM	Esq.	EM
17.7	9.09	8.90	-4.02	-5.64	-8.96	-9.12	2.39	2.70
19	11.42	10.25	-8.56	-9.98	-9.62	-8.77	2.35	2.74
20.2	9.28	8.28	-4.93	-6.65	-10.66	-9.60	2.45	2.92

Tabela 4.2: Comparação de resultados obtidos entre esquemático e simulação EM

Uma vez que a simulação EM consegue modular melhor o comportamento físico dos componentes, linhas de cobre e substrato, é expectável que o desempenho do LNA esteja um pouco abaixo daquele alcançado a nível do esquemático, como se pode observar pela análise dos resultados das figuras 4.17 e 4.18 e da tabela 4.2. No entanto, a resposta da adaptação à entrada (S_{11}) melhorou depois da simulação EM.

4.4 Resultados Laboratoriais

Com o *layout* do LNA concluído, este foi impresso e testado em laboratório. O resultado final do amplificador de um andar está representado na figura 4.19.

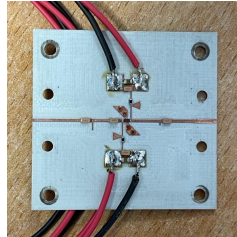


Figura 4.19: Amplificador de 1 estágio com dimensões 34 x 33 mm

O circuito foi alimentado pela fonte Aim TTi, modelo PL303QMT-P [23]. O transistor foi polarizado com as tensões inicialmente previstas, sendo preciso fazer alguns ajustes:

- Para uma corrente I_{DS} de 20 mA foi necessária uma tensão V_{GS} de 0.707 V;
- Para que V_{DS} alcançasse os 2 V, foi preciso definir na fonte 2.5 V por causa da resistência de estabilidade presente na malha de alimentação do dreno (25Ω).

Os parâmetros S foram medidos usando o VNA MS4647B da Anritsu [21]. A conexão ao dispositivo foi assegurada pelos cabos SMA KBL-1M-Low+ da Mini-Circuits [41] previamente calibrados com o *Kit* de calibração automático 36585K também da Anritsu [22]. O *setup* experimental usado está presente na figura 4.20.

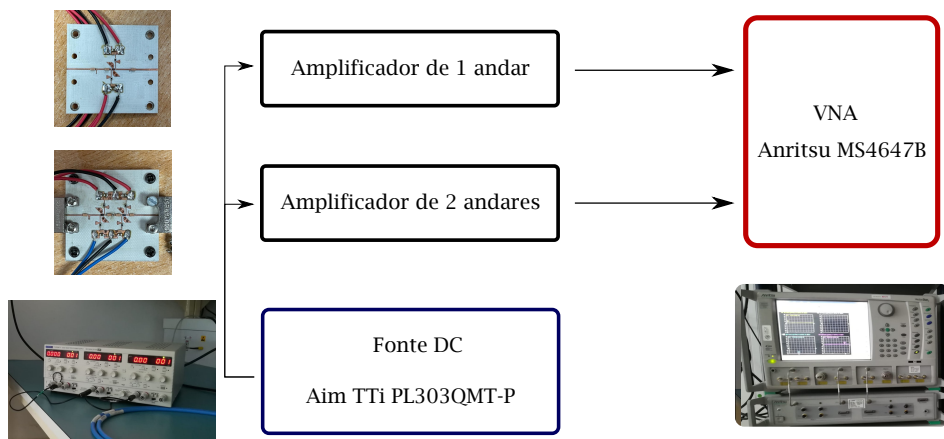


Figura 4.20: *Setup* experimental para testar amplificador de um andar (também usado para o amplificador de dois andares posteriormente)

A figura 4.21 mostra os resultados do módulo dos parâmetros S medidos em laboratório, bem como os resultados da simulação EM, com o propósito de comparar os dois desempenhos.

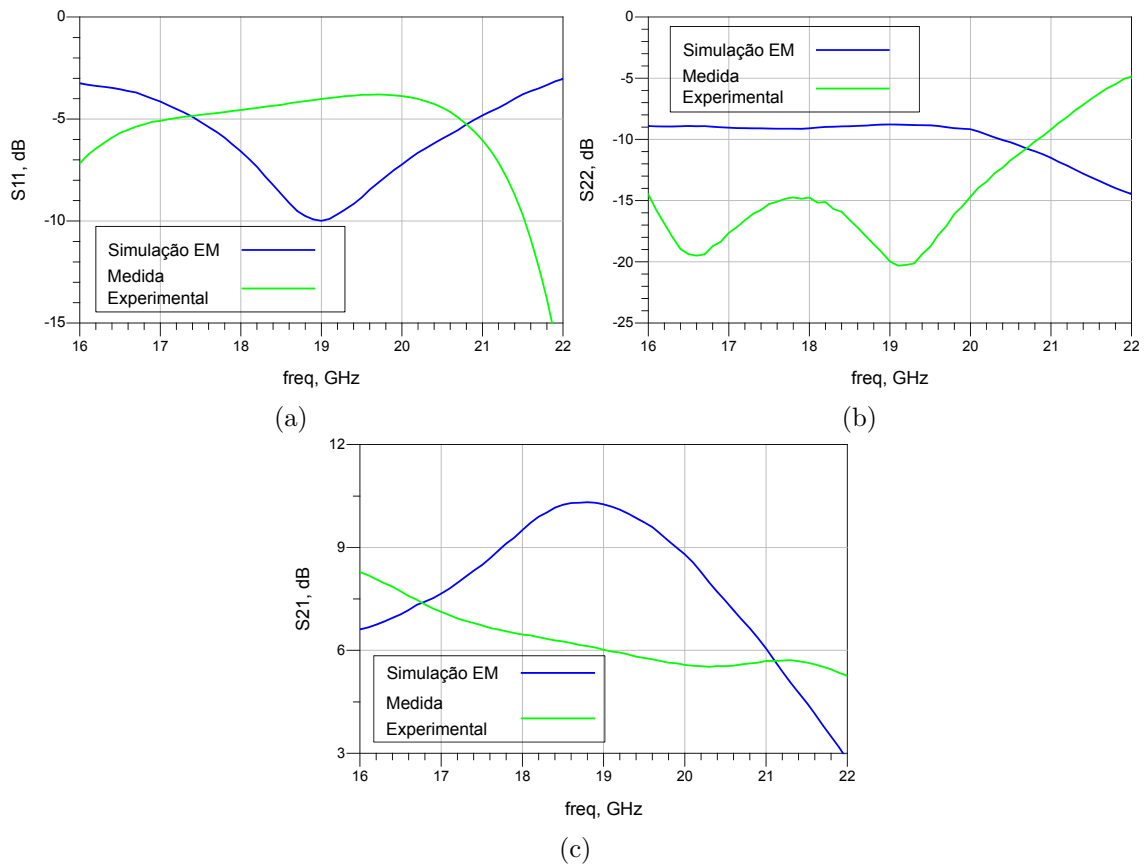


Figura 4.21: Comparação do módulo dos parâmetros S obtidos por simulação EM e por medição experimental. (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}

Os resultados medidos ficaram bastante diferentes dos da simulação EM. O facto do esquemático ter sido otimizado sem as linhas onde se vão soldar os componentes pode ter influenciado negativamente os resultados. De modo a verificar essa hipótese, repetiu-se toda a simulação EM juntando os *pads* dos componentes. Os resultados estão apresentados na figura 4.22.

Analisando os resultados, consegue-se perceber que, de facto, os resultados de $|S_{11}|$ (dB) e $|S_{22}|$ (dB) da simulação EM com os *pads* dos componentes aproximam-se mais dos resultados das medidas laboratoriais. No entanto, o mesmo não se pode afirmar em relação ao ganho. Este último continua bastante diferente do medido laboratorialmente e com um valor muito baixo em relação ao objetivo que se quer alcançar, na ordem dos 15 dB.

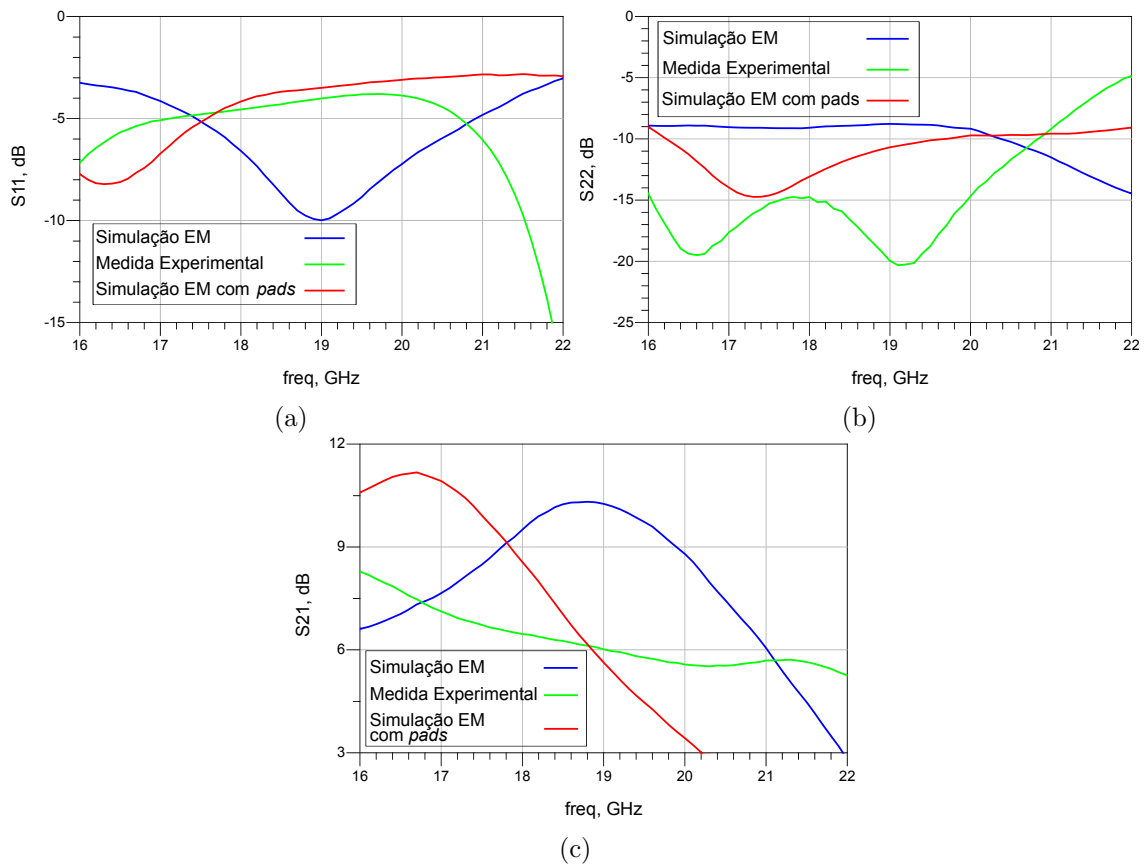


Figura 4.22: Comparação do módulo dos parâmetros S obtidos por simulação EM (com e sem *pads*) e por medição experimental. (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}

Capítulo 5

Design e Teste do Amplificador (2 Andares)

Neste capítulo é descrito todo o processo de desenho do amplificador de dois andares, que seguiu exatamente os mesmos passos do amplificador de um andar: desenho das malhas de adaptação para uma frequência, análise da sua estabilidade, otimização do esquemático para toda a banda de frequências, desenho do seu *layout* e verificação experimental.

5.1 Malhas de Adaptação

O primeiro estágio do amplificador foi projetado para a menor NF pela razão já mencionada na secção 2.2.3 e através da análise da equação (2.18) e o segundo estágio foi projetado para o maior ganho possível. O desenho das malhas de adaptação para este amplificador seguiu o método usado para o LNA de um andar, contando apenas com algumas mudanças. Uma vez que este é constituído por dois andares, existe a necessidade de desenhar uma malha de adaptação entre estágios (ISMN, do inglês *Inter Stage Matching Network*) e uma nova OMN. No que à IMN diz respeito, pode-se reutilizar aquela já projetada em 4.1.1, uma vez que essa já foi projetada para a menor NF.

5.1.1 Malha de adaptação entre estágios

No desenho da ISMN, transformou-se a impedância $25.951 - j10.720 \Omega$ (figura 4.7) na impedância realçada na figura 5.1, escolhida com o *Amplifier Design Guide* do ADS, para o melhor ganho possível.

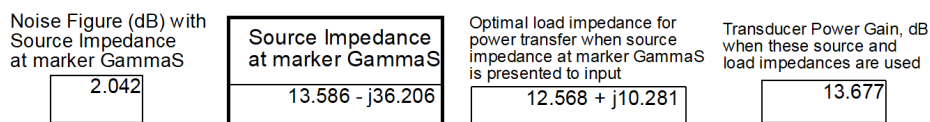


Figura 5.1: Impedância para o melhor ganho

Todo o desenho da ISMN seguiu o mesmo processo já descrito na secção 4.1. Analisando a figura 5.2, o valor da impedância vista no fim da ISMN aproxima-se bastante do conjugado do valor usado inicialmente, $13.586 - j36.206 \Omega$, confirmando assim o correto dimensionamento dos componentes desta.

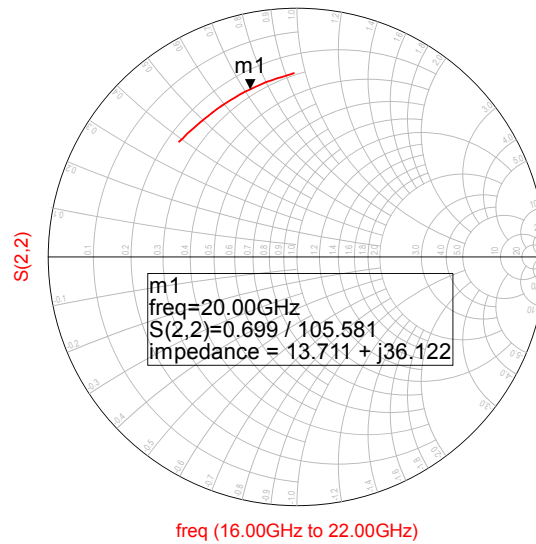


Figura 5.2: Impedância vista depois da ISMN

5.1.2 Malha de adaptação à saída

No caso da OMN, o valor da impedância para 20 GHz foi vista à saída dos dois andares com a IMN e ISMN presentes no circuito. O valor desta é o apresentado na figura 5.3.

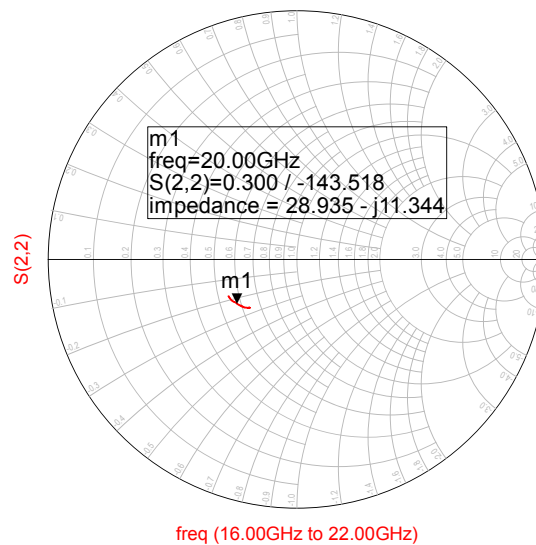


Figura 5.3: Impedância de saída ótima

Mais uma vez, todo o desenho da OMN seguiu o processo já apresentado na seção 4.1. O valor da impedância vista depois da OMN aproxima-se bastante do conjugado do valor inicial, $28.935 - j11.344 \Omega$, confirmando o correto valor das dimensões físicas dos componentes desta (figura 5.4).

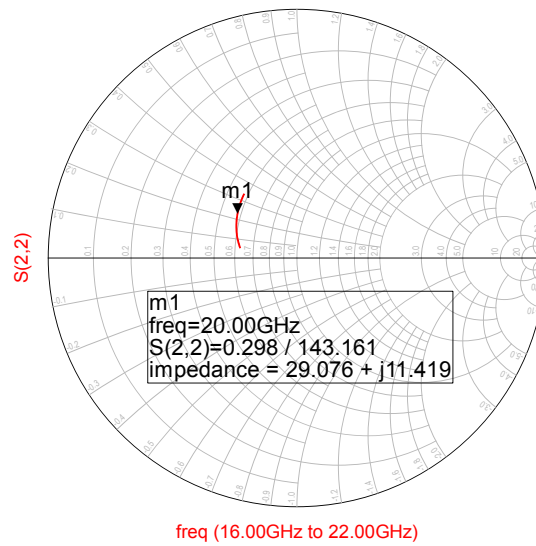


Figura 5.4: Impedância vista depois da OMN

5.2 Estabilidade

Com as malhas de adaptação definidas e usando a malha de alimentação projetada em 3.3.1, fez-se um estudo da estabilidade do circuito. Para tal, usaram-se novamente as funções $Mu1$ e $MuPrime1$ do ADS. Os resultados iniciais destas funções de 0 até 24 GHz estão representados na figura 5.5.

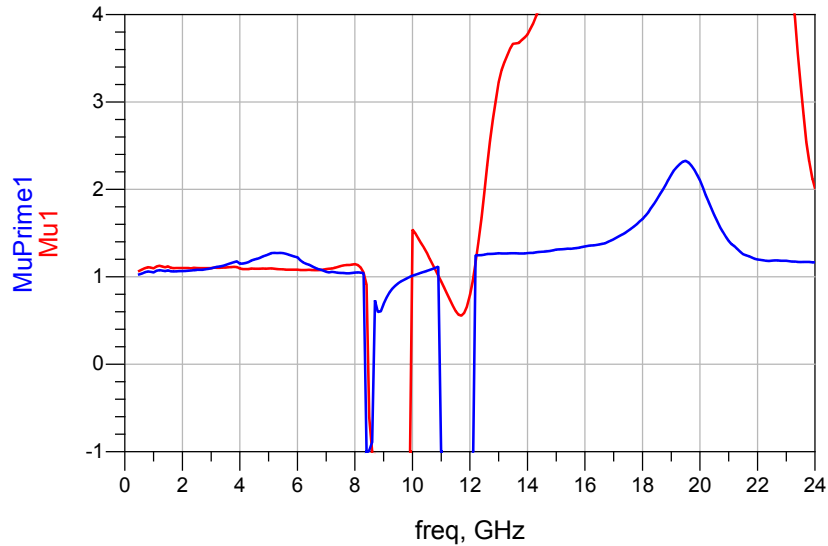


Figura 5.5: Resultados iniciais das funções $Mu1$ e $MuPrime1$

Na gama de frequências de operação o dispositivo é estável pois $Mu1$ e $MuPrime1$ são maiores que 1, o que está de acordo com o que já foi explicado em 2.2.5. Contudo, desde DC até aos 12 GHz existem várias zonas onde o amplificador pode ser instável. Para resolver este problema, mudou-se a resistência de 100 Ω para uma de 150 Ω na malha de alimentação da *gate* de cada transistor (perto do *stub* radial), uma vez que a primeira já não assegurava um valor superior a 1 nas funções $Mu1$ e $MuPrime1$. Além disso, acrescentou-se uma resistência de 50 Ω na mesma zona, mas desta vez no dreno de cada transistor [39]. Com esta abordagem conseguiu-se garantir estabilidade em quase todas as frequências, ficando por anular a instabilidade na zona entre os 11 e os 12 GHz (figura 5.6).

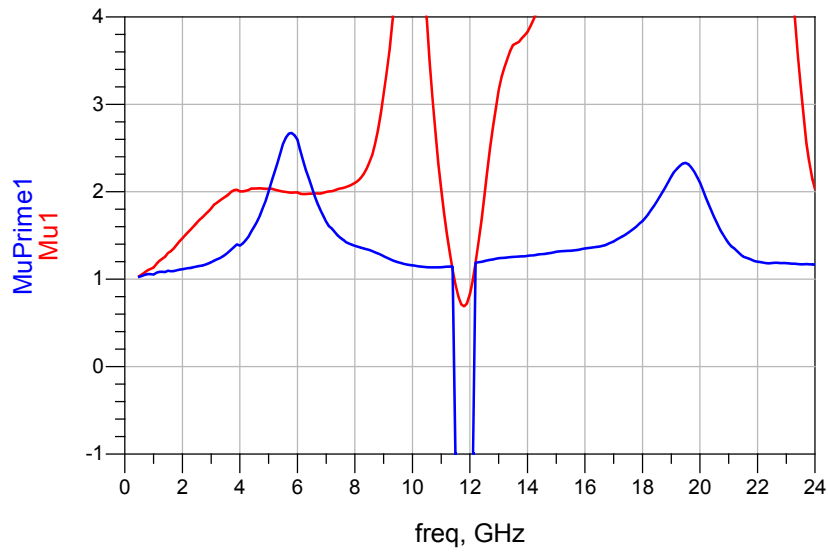


Figura 5.6: Resultados intermédios das funções $Mu1$ e $MuPrime1$

De forma a anular a instabilidade entre os 11 e os 12 GHz, inseriu-se uma resistência de 85Ω em paralelo com um condensador ATC 500S de $1 pF$ entre estágios. O valor da resistência foi escolhido através de um *tuning* até que se atingisse estabilidade para todas as frequências. O resultado final está presente na figura 5.7.

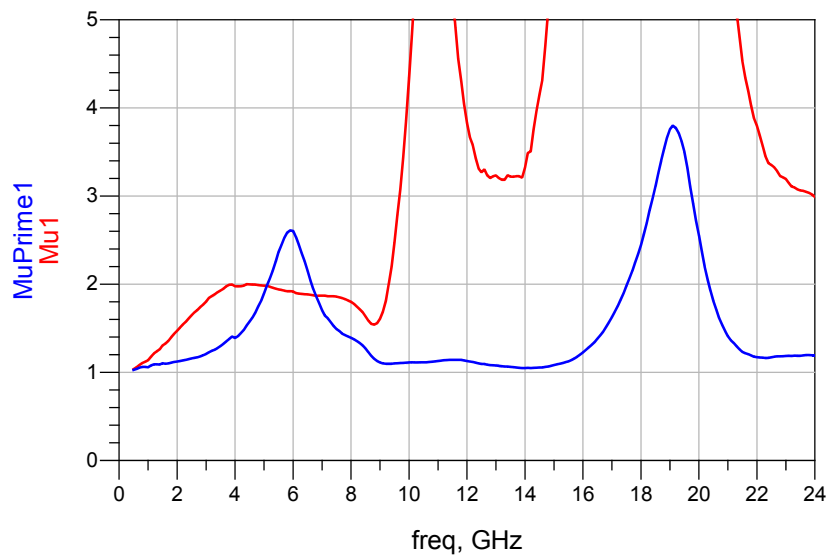


Figura 5.7: Resultados finais das funções $Mu1$ e $MuPrime1$

5.3 Resultados Simulados e Implementação do Layout

5.3.1 Otimizações Finais e Resultados da Simulação Esquemática

Além das malhas de adaptação e alimentação e dos componentes para estabilidade, foram necessários fazer mais alguns ajustes para se concluir o desenho do circuito a nível do esquemático, tal como aconteceu para o amplificador de um andar. Na entrada e na saída do circuito acrescentaram-se linhas de 5 mm para prevenir que os conectores, depois de aparafusados, não interferissem em nenhuma parte do circuito. Para além disso, inseriram-se *tapers* de comprimento fixo nos mesmos locais e pelas mesmas razões já descritas em 4.3.1.

Apesar de todos estes ajustes, as malhas de adaptação foram projetadas para 20 GHz. O objetivo é que o LNA opere entre 17.7 e 20.2 GHz. Para tornar isto possível, otimizaram-se as dimensões dos componentes das malhas, usando novamente o otimizador do ADS. É importante realçar que, desta vez, os *pads* dos componentes do circuito já foram acrescentados no esquemático, o que faz com que o otimizador já os tenha em conta durante o processo de otimização. Foram estabelecidos 4 objetivos:

- S_{11} menor ou igual a -10 dB dentro da gama de frequências;
- S_{22} menor ou igual a -20 dB dentro da banda;
- S_{21} entre 18 e 20 dB entre os 17.5 e 21 GHz;
- NF no fim do circuito menor do que 2.5 dB entre os 17.7 e os 20.2 GHz.

Os resultados do desempenho do LNA de dois andares depois da otimização estão presentes nas figuras 5.8 e 5.9. A tabela 5.1 contém os valores de alguns pontos de interesse dentro das frequências de operação.

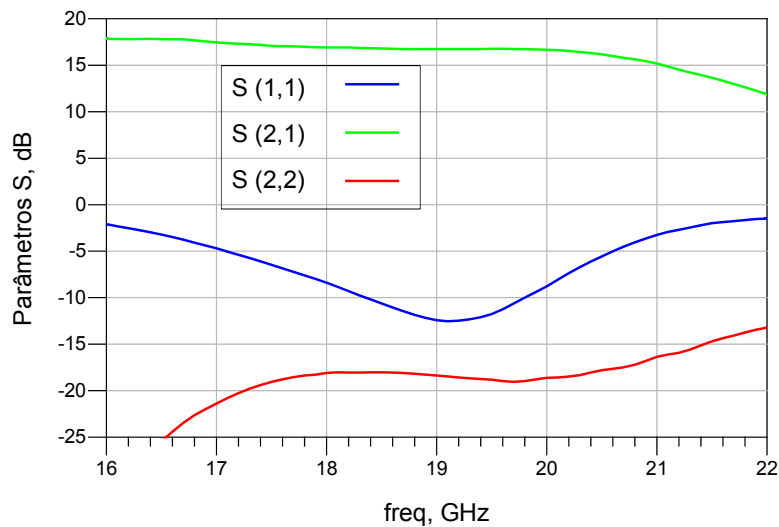


Figura 5.8: Parâmetros S depois da otimização

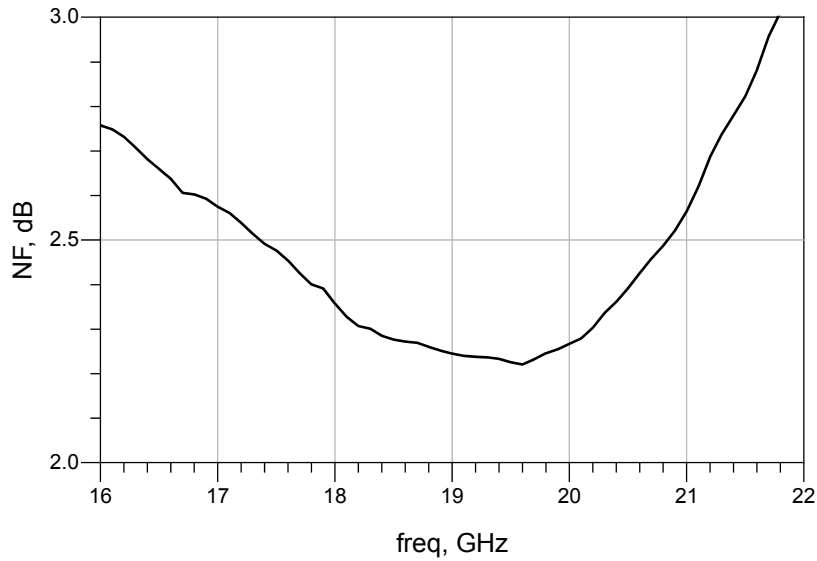


Figura 5.9: Figura de Ruído depois da otimização

	S_{21} (dB)	S_{11} (dB)	S_{22} (dB)	NF (dB)
17.7 GHz	17.03	-7.23	-18.55	2.43
19 GHz	16.74	-12.42	-18.37	2.25
20.2 GHz	16.53	-7.37	-18.49	2.30

Tabela 5.1: Resultados obtidos em pontos de interesse na frequência

5.3.2 Implementação do Layout e Simulação Eletromagnética

O *layout* do circuito foi gerado a partir do esquemático otimizado anteriormente. A este, acrescentaram-se dois *pads* de massa em cada transistor (com duas vias de massa em cada um deles), e os *pads* de alimentação. Adicionaram-se quatro furações com 2 mm de raio nos cantos para se aparafusar a PCB à placa metálica já utilizada no LNA de um andar. Por último, adicionaram-se duas vias na entrada e na saída para os conectores.

Mais uma vez foi imprescindível ter em consideração a orientação do *stub* radial usado nas malhas de alimentação e dos *stubs* das malhas de adaptação devido às limitações da máquina de impressão das placas. O *layout* do amplificador de dois andares está presente na figura 5.10. Os retângulos a preto representam, de uma forma simbólica, os componentes que constituem o circuito.

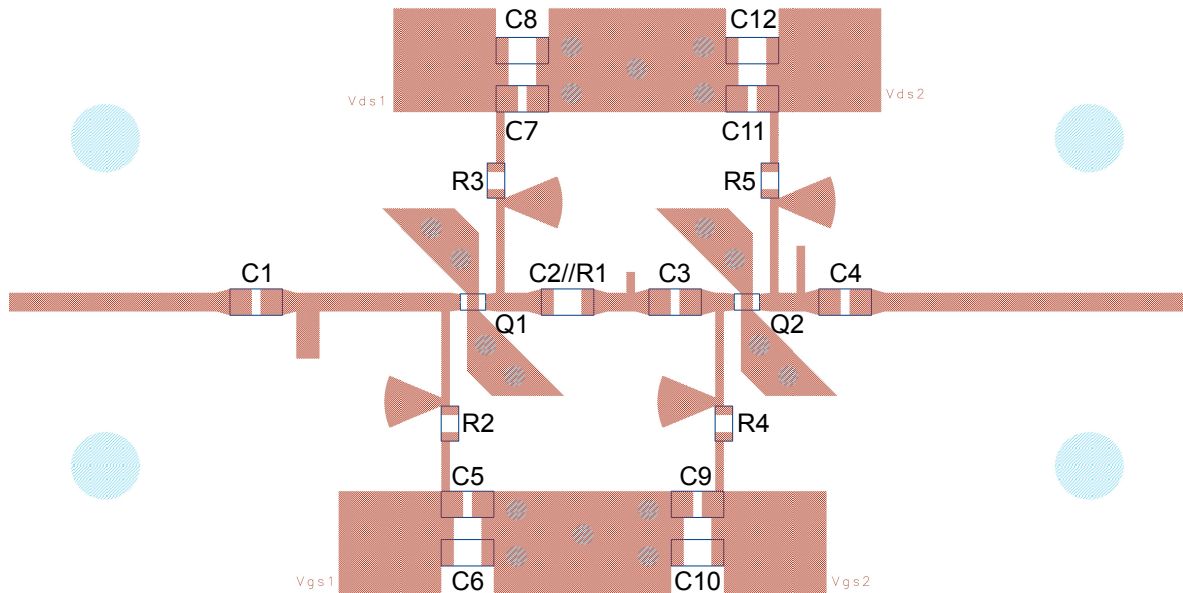


Figura 5.10: *Layout* do amplificador de dois estágios

C1, C2, C3, C4, C5, C7, C9, C11 = 1 pF; C6, C8, C10, C12 = 1 μ F; R1 = 85 Ω ;
R2, R4 = 150 Ω ; R3, R5 = 50 Ω ; Q1, Q2 = VMMK-1225

De seguida, configurou-se uma simulação EM. Os portos foram calibrados da mesma maneira que os portos do amplificador de um andar, mas desta vez não se fez o *de-embedding* das linhas onde se vão soldar os componentes. Depois de se escolher o substrato e configurar as opções necessárias para a correta simulação EM, foram gerados os parâmetros S do circuito. Para reduzir o tempo de simulação, o circuito foi dividido em várias partes (sempre que aparecia um componente).

Nas figuras 5.11 e 5.12 é possível observar uma comparação entre os resultados do esquemático otimizado e os resultados da simulação EM. A tabela 5.2 reúne os valores de alguns pontos de interesse dentro da gama de frequências de operação das duas simulações.

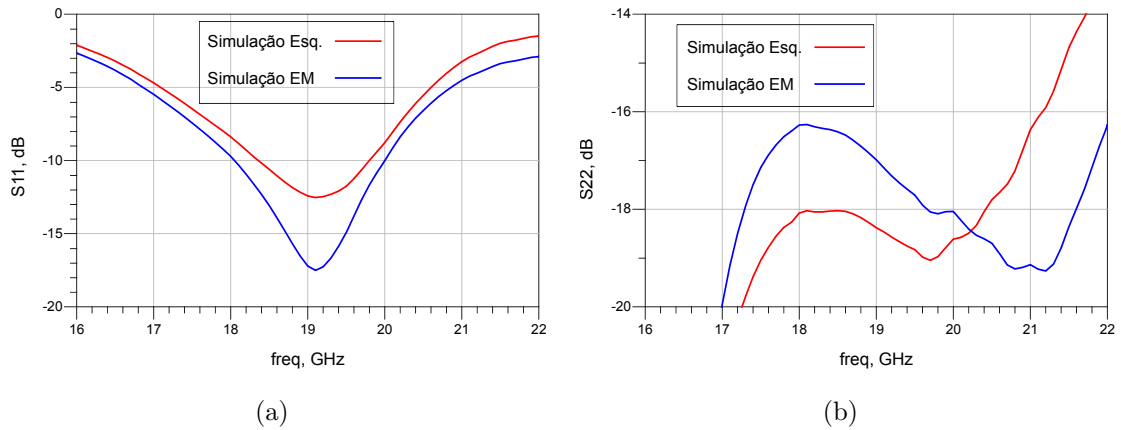


Figura 5.11: Resultados S_{11} e S_{22}

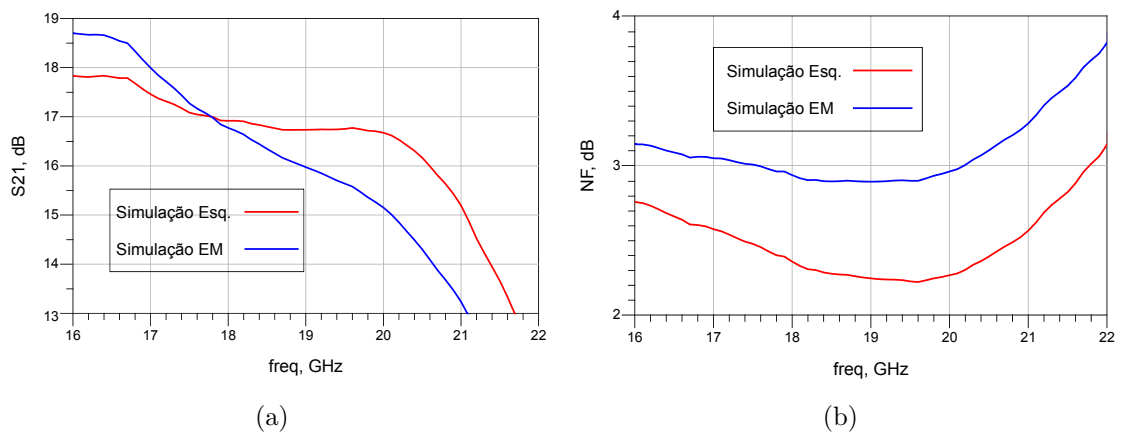


Figura 5.12: Resultados S_{21} e Figura de Ruído

Freq (GHz)	S_{21} (dB)		S_{11} (dB)		S_{22} (dB)		NF (dB)	
	Esq.	EM	Esq.	EM	Esq.	EM	Esq.	EM
17.7	17.03	17.08	-7.23	-8.31	-18.55	-16.68	2.43	2.98
19	16.74	15.98	-12.42	-17.22	-18.37	-16.98	2.25	2.89
20.2	16.53	14.85	-7.37	-8.38	-18.49	-18.40	2.30	3.00

Tabela 5.2: Comparação de resultados obtidos entre esquemático e simulação EM

À semelhança do que aconteceu com o amplificador de um andar, o desempenho deste LNA também baixou um pouco depois de efetuada a simulação EM, em comparação com a simulação a nível do esquemático, como se pode observar pela análise das figuras 5.11 e 5.12 e da tabela 5.2. Contudo, mais uma vez, é possível observar uma melhoria na adaptação à entrada.

5.4 Resultados Laboratoriais

Concluída a análise aos resultados simulados do LNA, este foi impresso e testado em laboratório. O resultado final do amplificador de dois estágios está presente na figura 5.13.

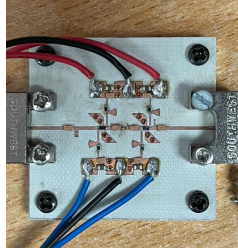


Figura 5.13: Amplificador de 2 estágios com dimensões 34 x 33 mm

Este circuito também foi alimentado pela fonte TTI, modelo PL303QMT-P [23]. Os transistores foram polarizados com as tensões inicialmente previstas, com pequenos ajustes:

- No caso do primeiro transistor, para uma corrente I_{DS} de 20 mA, foi necessária uma tensão V_{GS} de 0.723 V;
- Quanto ao segundo transistor, para uma corrente I_{DS} de 20 mA, foi necessária uma tensão V_{GS} de 0.767 V;
- Para que V_{DS} alcançasse os 2 V, a fonte precisava de chegar aos 3 V por causa da resistência de estabilidade presente na malha de alimentação do dreno (50 Ω).

Os parâmetros S foram medidos usando o mesmo *setup* experimental já apresentado na figura 4.20. A figura 5.14 mostra os resultados dos parâmetros S medidos em laboratório (em módulo), assim como os resultados da simulação EM de forma a compará-los entre si.

Os resultados laboratoriais não corresponderam de todo ao que se esperava. Apesar de o LNA parecer bem adaptado à entrada e à saída (através da análise de $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$, respetivamente), o ganho obtido ficou muito aquém do simulado. Para além disso, entre os 22 e 23 GHz, observou-se um aumento de ganho até perto dos 20 dB, sendo impossível de saber a razão exata de tal acontecimento nesta altura. Uma das hipóteses colocada é que o circuito podia ser potencialmente instável nessa zona.

Posto isto, procederam-se a algumas tentativas para eliminar essa ressonância. Inicialmente tiraram-se os componentes de estabilidade presentes no circuito - condensador e resistência em paralelo entre estágios e resistências das malhas de alimentação dos drenos - e testou-se novamente o amplificador no VNA. Analisando os resultados, foi possível tirar as seguintes conclusões:

- $|S_{21}|$ permaneceu com os mesmos valores na gama de operações e a ressonância entre 22 e 23 GHz continuava presente;
- $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$ pioraram para altas frequências (a partir dos 22 GHz), com alguns coeficientes de reflexão fora da carta de *Smith*, o que mostra sinais de potencial instabilidade.

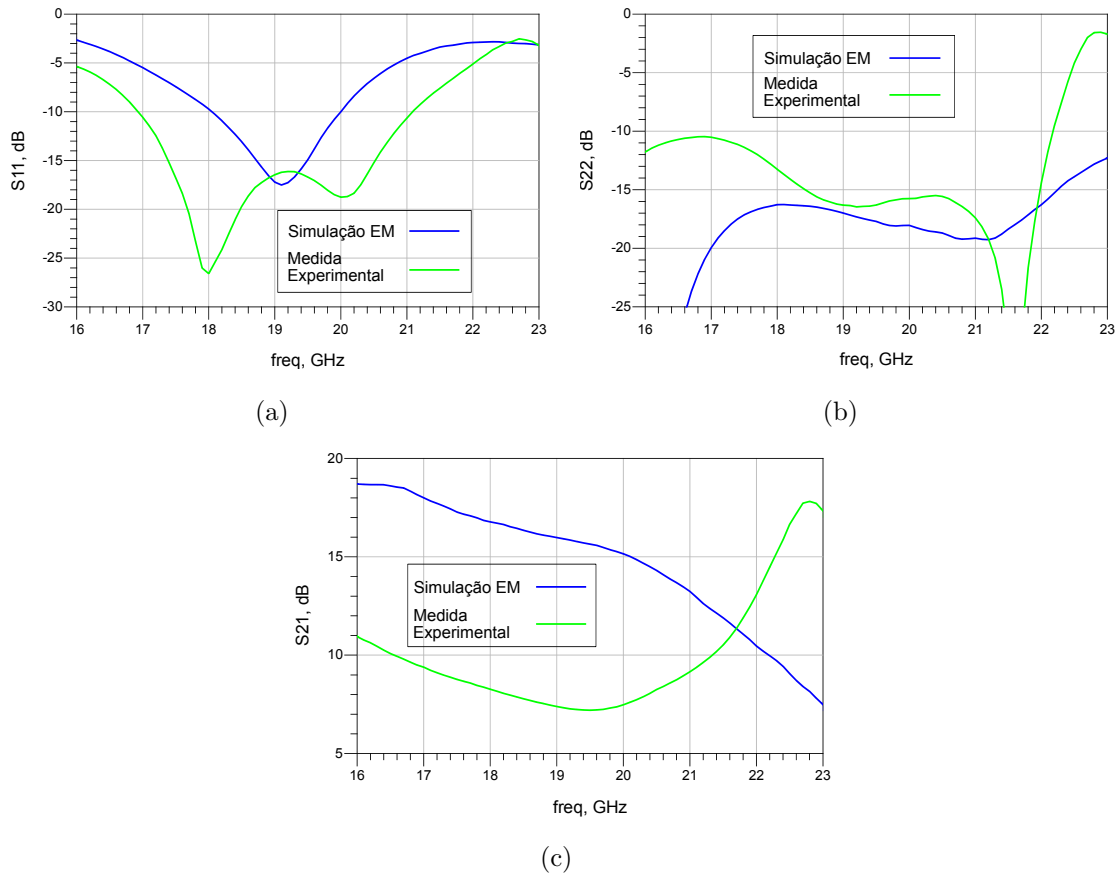


Figura 5.14: Comparação do módulo dos parâmetros S obtidos por simulação EM e por medição experimental. (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}

Na segunda tentativa, fizeram-se pequenos cortes nos *stubs* das malhas de adaptação. Depois de testar mais uma vez o LNA, alcançaram-se os mesmos resultados do que no método anterior (descritos nos dois pontos acima). Por último, projetou-se um filtro que cortasse o ganho entre os 22 e os 23 GHz (fazendo com que a ressonância desaparecesse), mas que mantivesse o ganho na gama de frequências de operação. Para se desenhar o filtro seguiu-se o mesmo princípio de construção das malhas de alimentação, explicado em 3.3.1.

Começando com um *stub* em aberto a 22.5 GHz (meio da gama da ressonância) e percorrendo uma distância de $\lambda/4$, consegue-se um curto a essa frequência. Inserido num local apropriado no circuito e com as dimensões necessárias, este *stub* vai cortar o ganho a 22.5 GHz, fazendo com que a ressonância desapareça. No entanto, a existência deste componente também pode afetar o desempenho na banda de interesse. Para contornar este problema, acrescentou-se um *stub* em aberto com um tamanho igual a $\lambda/4$ (para 20 GHz) ao anterior, na parte que não vai ligar ao circuito original. Deste modo, o ganho entre os 22 e os 23 GHz é cortado, mas mantém-se igual na gama de frequências de operação.

Voltando ao ADS, os comprimentos de cada *stub* foram obtidos através da ferramenta *tuning*. Entre os *stubs* também se adicionou uma linha com um comprimento igual a $\lambda/2$ para afastar mais as impedâncias entre os 22.5 e os 20 GHz (na carta de *Smith*), ou seja, para criar um filtro com um banda o mais estreita possível. Os resultados do filtro estão presentes na figura 5.15.

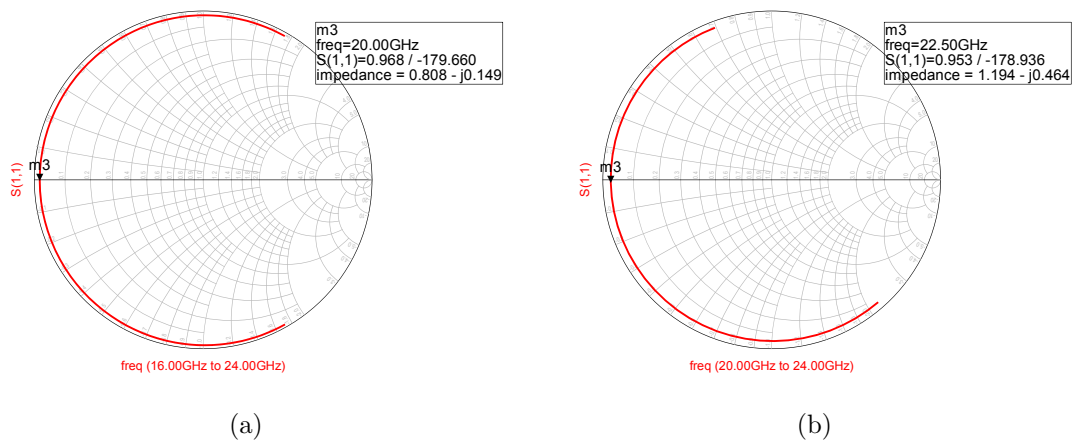


Figura 5.15: (a) Impedância vista para dentro da linha $\lambda/2$; (b) Impedância vista para dentro do *stub* a 22.5 GHz

De seguida, adicionou-se o filtro ao circuito do amplificador de dois andares, depois do último condensador de DC *Block*. Observando a figura 5.16a, chega-se à conclusão que, em simulação, o filtro cumpriu a sua função, ou seja, cortou completamente o ganho a 22.5 GHz e manteve praticamente inalterado o ganho na banda de frequências de operação.

Uma vez que existia uma limitação quanto ao número de transístores, optou-se por usar novamente a placa do amplificador de dois andares (figura 5.13), fazendo apenas um pequeno corte no fim, perto do conector de saída. É por esta razão que o *layout* do filtro apresenta uma curvatura no primeiro *stub* (figura 5.16b).

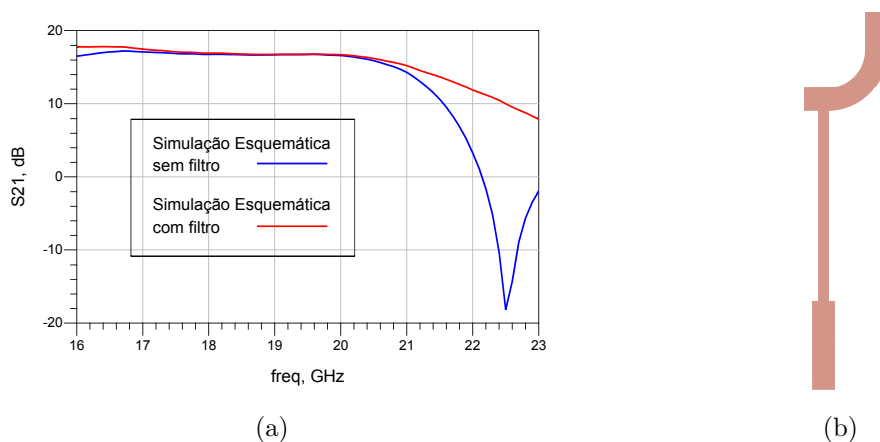


Figura 5.16: (a) Comparação do ganho com e sem filtro; (b) *layout* do filtro

Antes de testar o novo circuito em laboratório, todos os componentes de estabilidade e *stubs* foram soldados novamente na placa. Além disso, este conta ainda com dois reforços para que o substrato tenha o contacto necessário com o plano de massa. A nova placa está representada na figura 5.17.

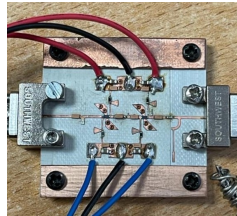


Figura 5.17: Amplificador de 2 andares com filtragem da ressonância

Os resultados dos parâmetros S (em módulo) medidos em laboratório com e sem filtro, assim como os resultados da simulação EM, estão presentes na figura 5.18.

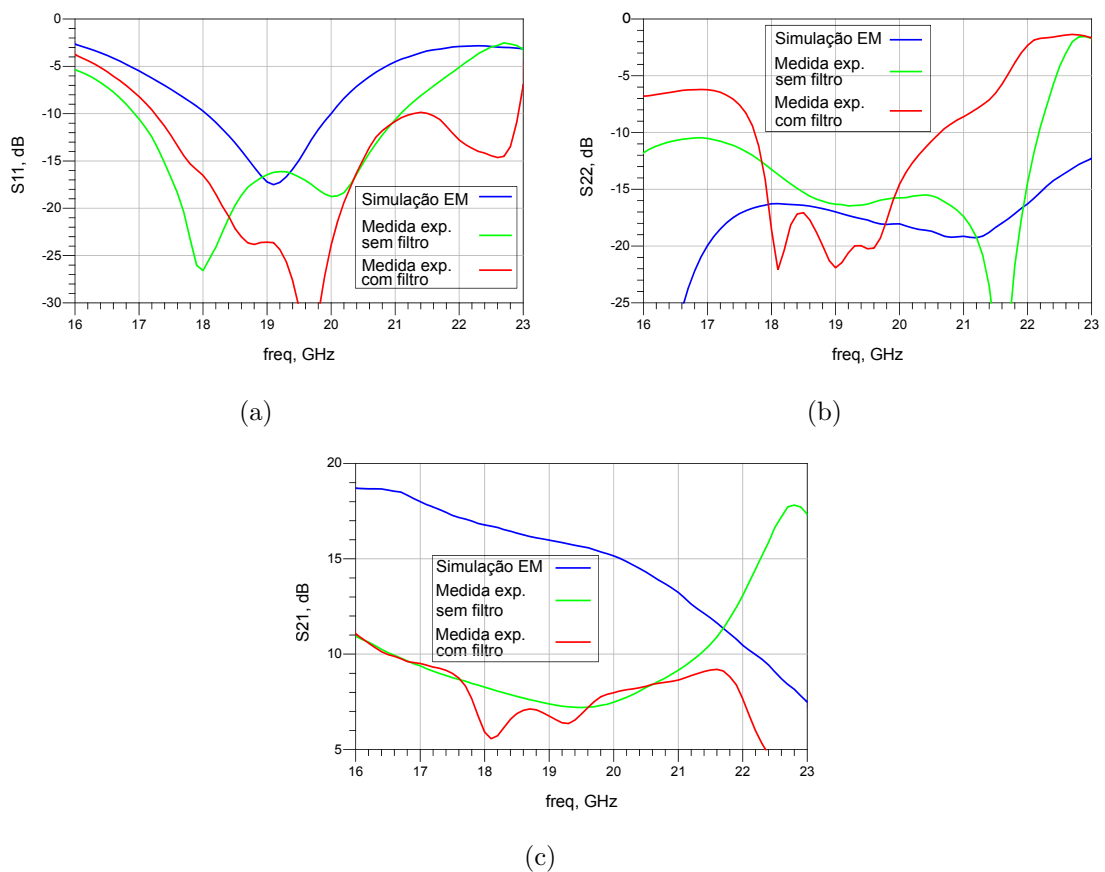


Figura 5.18: Comparação do módulo dos parâmetros S obtidos por simulação EM e por medição experimental. (a) S_{11} ; (b) S_{22} ; (c) S_{21}

Observando os resultados do amplificador de dois andares, é possível chegar a algumas conclusões:

- O filtro implementado cumpriu o seu trabalho na prática, ou seja, cortou o excesso de ganho entre os 22 e os 23 GHz;
- O amplificador está bem adaptado à entrada e à saída ($|S_{11}|$ e $|S_{22}|$, respetivamente), na banda de frequências de operação, mesmo depois de se ter adicionado o filtro. Estes resultados provam que as malhas de adaptação foram dimensionadas com sucesso;
- Apesar dos pontos positivos, o ganho ficou novamente muito abaixo do conseguido por simulação. Uma vez que o aumento do ganho foi o principal motivo para se implementar um amplificador de dois andares, é de lamentar este apresentar um ganho ainda menor do que o amplificador de um andar;

Uma das hipóteses para o mau desempenho do circuito pode ser o facto de, entre mudanças de placas e reaproveitamento de transístores, um deles ter deixado de funcionar. Outra hipótese que se levanta é que algum transístor se tenha queimado durante a implementação da placa física (durante a sua soldadura), pois são componentes bastante pequenos e frágeis. Contudo, é impossível de confirmar a veracidade destas hipóteses, visto que não existe a possibilidade de adquirir novos transístores VMMK-1225. O autor desta dissertação acredita que, se existissem mais transístores disponíveis para se conseguir imprimir uma nova PCB, o desempenho do amplificador de dois andares seria melhor. Os resultados da adaptação à entrada e saída ainda reforçam mais esta ideia.

Embora sejam apresentados valores de NF nos resultados das simulações feitas com o ADS, este parâmetro não foi medida em laboratório para nenhum dos amplificadores, pelas seguintes razões:

- O VNA usado nas medidas laboratoriais não estava preparado para o procedimento de medição apresentado em [42];
- Os valores alcançados em simulação foram todos extrapolados pelo ADS, pois os parâmetros de ruído do transístor só estão disponíveis até 17 GHz.

Não obstante as razões apresentadas acima, o autor desta dissertação sabe que existem outras formas de medição de NF além do descrito em [42], tais como o método do Ganho e usando um medidor de Figura de Ruído (uma explicação detalhada pode ser consultada em [43]):

- **Medidor de Figura de Ruído:** Usa-se uma fonte de ruído ligada ao amplificador. De seguida, mede-se o ruído à saída com um medidor de NF. Pela diferença entre o ruído à entrada e o ruído à saída, consegue-se obter a NF do amplificador;
- **Método do Ganho:** método baseado na definição de F dada em 2.2.3. Para medir a NF usando este método é necessário conhecer o ganho do amplificador. À entrada deste é ligada uma carga de 50Ω . De seguida, mede-se a densidade de potência de ruído à saída com um analisador de espetros (considera-se a densidade de potência à entrada de -174 dBm/Hz (a 290 K)).

Capítulo 6

Conclusões e Trabalho Futuro

O foco nesta dissertação foi estudar, desenhar e implementar um LNA que operasse, dentro da banda K, entre os 17.7 e os 20.2 GHz e que tivesse um ganho na ordem dos 15 dB. O primeiro passo foi perceber o comportamento de alguns componentes a estas frequências. Para isso, desenharam-se e implementaram-se circuitos para testar conectores, condensadores e o transistor VMMK-1225.

Após estes testes, projetou-se e implementou-se um amplificador de um andar. Durante o seu processo de desenvolvimento, as maiores dificuldades passaram por melhorar a sua adaptação à entrada e garantir estabilidade total. Os resultados medidos em laboratório ficaram um pouco abaixo dos obtidos por simulação EM, principalmente em relação ao ganho. Nesta primeira simulação não foram tidos em conta os *pads* dos componentes. De modo a verificar se este facto tinha influenciado os resultados, repetiu-se todo o processo da simulação EM, desta vez contando com os *pads* dos componentes. Os resultados da segunda simulação ficaram mais próximos daqueles medidos inicialmente em laboratório. No entanto, o ganho do amplificador ainda ficou bastante abaixo do objetivo inicial, os 15 dB.

Com o intuito de aumentar o ganho do amplificador, projetou-se e implementou-se um com dois andares. Em simulação, depois de otimizadas as dimensões dos componentes das malhas de adaptação, conseguiu-se um desempenho bastante bom. Contudo, depois de realizadas as medidas laboratoriais, os resultados medidos ficaram muito abaixo dos simulados. Apesar de todas as tentativas implementadas e já explicadas anteriormente, não se conseguiu melhorar o ganho do LNA de dois andares, ainda que este pareça estar bem adaptado à entrada e saída, como se pode ver pela figura 5.18.

Todo o trabalho realizado nesta dissertação permitiu adquirir um vasto conhecimento em simulação de vários circuitos em ADS, conceção de *layouts* de placas e manuseamento de equipamentos laboratoriais mais sofisticados. Apesar dos resultados não serem de todo satisfatórios, decidiu-se parar o trabalho desta dissertação por aqui por causa da falta de transístores em laboratório e à não existência de dispositivos ativos à venda para as frequências necessárias.

Na tentativa de continuar o trabalho desta dissertação, estas são algumas sugestões de trabalho futuro que, segundo a perspectiva do autor, farão sentido:

- Usar um transistor diferente como dispositivo ativo do LNA, caso haja uma evolução positiva na oferta comercial de transistores para a gama de frequências usada;
- Não se verificando o primeiro ponto, passar para uma implementação do LNA em circuito integrado (MMIC).

Bibliografia

- [1] Oltjon Kodheli, Eva Lagunas, Nicola Maturo, Shree Krishna Sharma, Bhavani Shankar, Jesus Fabian Mendoza Montoya, Juan Carlos Merlano Duncan, Danilo Spano, Symeon Chatzinotas, Steven Kisseleff, Jorge Querol, Lei Lei, Thang X. Vu, and George Goussetis. Satellite communications in the new space era: A survey and future challenges. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 23(1):70–109, 2021.
- [2] http://www.esa.int/Enabling_Support/Space_Transportation/Types_of_orbits. Acedido: 08-06-2021.
- [3] Daisuke Goto, Hiroki Shibayama, Fumihiro Yamashita, and Takaya Yamazato. Leo-mimo satellite systems for high capacity transmission. pages 1–6, 2018.
- [4] Zoltán Katona, Michael Gräßlin, Anton Donner, Norman Kranich, Hartmut Brandt, Hermann Bischl, and Martin Brück. A flexible leo satellite modem with ka-band rf frontend for a data relay satellite system. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 38(3):301–313, 2020.
- [5] K. Bahia and S. Suardi. Connected society: the state of mobile internet connectivity 2019. *GSMA*, 2019.
- [6] SpaceVPX-enabling the next generation of satellite constellations. <http://vita.mil-embedded.com/articles/spacevpx-enabling-the-next-generation-of-satellite-constellations/>. Acedido: 24-06-2021.
- [7] Qorvo. A Comprehensive Guide to mmWave Solutions. 2020.
- [8] Chris Daehnick, Isabelle Klinghoffer, Ben Maritz, and Bill Wiseman. Large LEO satellite constellations: Will it be different this time? <https://www.mckinsey.com/industries/aerospace-and-defense/our-insights/large-leo-satellite-constellations-will-it-be-different-this-time#>. Acedido: 24-06-2021.
- [9] Isotropic Systems, Inc. <https://www.isotropicsystems.com/>. Acedido: 19-06-2021.
- [10] ALCAN Systems. <https://www.kymetacorp.com/>. Acedido: 19-06-2021.
- [11] Kymeta. <https://www.alcansystems.com/>. Acedido: 19-06-2021.
- [12] SatixFy. <https://www.satixfy.com/>. Acedido: 19-06-2021.

- [13] Anokiwave. <https://www.anokiwave.com/products/index.html>. Acedido: 19-06-2021.
- [14] Janine Sullivan Love. *RF Front-End World Class Designs*. Elsevier Inc., 2009.
- [15] Sophocles J Orfanidis. *Electromagnetic Waves and Antennas*. 1999.
- [16] Mike Golio. *The RF and Microwave Handbook*. CRC Press LLC, 2001.
- [17] Behzad Razavi. *RF Microelectronics*. Pearson Education, Inc, 2nd edition, 2011.
- [18] Kai Chang. *RF and Microwave Wireless Systems*. John Wiley & Sons. Inc, 1st edition, 2000.
- [19] Guillermo Gonzalez. *Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*. Prentice-Hall, Inc., 2nd edition, 1997.
- [20] Rogers Corporation. RO4000 ® Series High Frequency Circuit Materials. <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/data-sheets/ro4000-laminates-ro4003c-and-ro4350b---data-sheet.pdf>. Acedido: 13-12-2020.
- [21] Anritsu Company. VectorStar MS464xB Series Vector Network Analyzer Operation Manual. <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Manuals/Operation-Manual/10410-00317U.pdf>. Acedido: 13-06-2021.
- [22] Anritsu Company. Precision AutoCal 36585-Series Automatic VNA Calibrator Reference Manual. <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Manuals/Maintenance-Manual/10410-00279C.pdf>. Acedido: 13-06-2021.
- [23] Aim TTI. New PL and New PL-P Series User Manual. https://www.tme.eu/Document/e8b277a79084c69701a6f968b09231a7/PL_PL-P.pdf. Acedido: 13-06-2021.
- [24] Southwest Microwave. End Launch SuperSMA 27 GHz Jack (Female) Standard Block (.500) Datasheet. <https://mpd.southwestmicrowave.com/wp-content/uploads/2018/06/292-06A-6.pdf>. Acedido: 13-06-2021.
- [25] what is a dc block? <https://www.everythingrf.com/community/what-is-a-dc-block>. Acedido: 22-12-2020.
- [26] ATC 500 S Series BMC DataSheet. <https://atceramics.com/userFiles/uploads/pdfs/bmc.pdf>. Acedido: 22-12-2020.
- [27] VMMK-1225 DataSheet. <https://docs.broadcom.com/doc/AV02-1082EN>. Acedido: 14-12-2020.
- [28] Qorvo. TGF2018 Information Page. <https://www.qorvo.com/products/p/TGF2018>. Acedido: 14-06-2021.
- [29] Qorvo. TGF2025 Information Page. <https://www.qorvo.com/products/p/TGF2025>. Acedido: 14-06-2021.

- [30] Qorvo. TGF2977-SM Datasheet. https://pt.mouser.com/datasheet/2/412/TGF2977-SM_Data_Sheet-1500750.pdf. Acedido: 14-06-2021.
- [31] Infineon. BFP640FESD Datasheet. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BFP640FESD-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c01690f03c65d392e. Acedido: 14-06-2021.
- [32] Infineon. BFP740F Datasheet. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BFP740F-DS-v03_00-EN.pdf?fileId=5546d46265f064ff0166389694c94eaa. Acedido: 14-06-2021.
- [33] Nirupama Jana, Mrinal Kanti Mandal, and Ravi Shaw. An improved design of a bias tee using a modified radial stub. pages 1–4, 2019.
- [34] Roberto Sorrentino and Luca Roselli. A New Simple and Accurate Formula for Microstrip Radial Stub. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 2(12):480–482, 1992.
- [35] Emmanuel Odunlade. <https://circuitdigest.com/article/basics-of-smith-chart-and-how-to-use-if-for-impedance-matching>. Acedido: 22-12-2020.
- [36] Avago Technologies. VMMK-1225 Application Note 5379. 2010.
- [37] Y. Sulaeman, T. Praludi, Y. Taryana, and Dedi. S-band two stage low-noise-amplifier using single stub matching network. pages 63–66, 2016.
- [38] Agilent Technologies. Advanced Design System 2011.01 - Amplifier DesignGuide. http://edownload.software.keysight.com/eed1/ads/2011_01/pdf/dgpa.pdf. Acedido: 14-12-2020.
- [39] Osman Ceylan, Sergio Pires, and Lazaro Marco-Platon. <https://www.mwrf.com/technologies/systems/article/21849097/refine-biasing-networks-for-high-pa-lowfrequency-stability?fbclid=IwAR0EJXojlEfl3-rxgBuv3WCosCNiRnbPqTGjX08sF9vR9VVP0rf0d6lJjco>. Acedido: 22-12-2020.
- [40] Keysight Technologies. Recommendations for Port Setup When Using ADS Momentum and Modelithics Models. 2015.
- [41] Mini Circuits. Armored Test Cable KBL-1M-LOW+ Datasheet. <https://www.minicircuits.com/pdfs/KBL-1M-LOW+.pdf>. Acedido: 13-06-2021.
- [42] Noise Figure Measurements VectorStar. <https://www.anritsu.com/en-us/test-measurement/solutions/en-us/noise-figure-measurements-vectorstar>. Acedido: 11-06-2021.
- [43] Maxim Integrated. Three Methods of Noise Figure Measurement. 2003.