



UNIVERSIDADE ESTADUAL
DE CAMPINAS
Faculdade de Tecnologia

ANDREIA APARECIDA DE CASTRO ALVES

CONCEPÇÃO DE UMA NOVA ETIQUETA OPTICAMENTE
RECONFIGURÁVEL E PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE
BAIXO RUÍDO PARA SISTEMAS RFID

A NEW OPTICALLY RECONFIGURABLE TAG
CONCEPTION AND A LOW NOISE AMPLIFIER DESIGN FOR
RFID SYSTEMS

LIMEIRA
2015

ANDREIA APARECIDA DE CASTRO ALVES

CONCEPÇÃO DE UMA NOVA ETIQUETA OPTICAMENTE
RECONFIGURÁVEL E PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE BAIXO
RUIDO PARA SISTEMAS RFID

A NEW OPTICALLY RECONFIGURABLE TAG CONCEPTION AND A
LOW NOISE AMPLIFIER DESIGN FOR RFID SYSTEMS

*Dissertação/Tese apresentada à Faculdade de Tecnologia da
Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos
exigidos para a obtenção do título de Mestre em Tecnologia,
na área de Sistemas de Informação e Comunicação.*

*Dissertation/Thesis presented to the Faculty of Technology of
the University of Campinas in partial fulfillment of the
requirements for the degree of Master in Technology, in the
area of Information and Communication System.*

Supervisor/Orientador: LEONARDO LORENZO BRAVO ROGER

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL
DISSERTAÇÃO/TESE DEFENDIDA PELA ALUNA ANDREIA
APARECIDA DE CASTRO ALVES, E ORIENTADA PELO PROF. DR.
LEONARDO LORENZO BRAVO ROGER.



Assinatura do Orientador

LIMEIRA
2015

Agência de fomento: Não se aplica
Nº processo: Não se aplica

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Faculdade de Tecnologia
Felipe de Souza Bueno - CRB 8/8577

AL87c Alves, Andreia Aparecida de Castro, 1992-
Concepção de uma nova etiqueta opticamente reconfigurável e projeto de um amplificador de baixo ruído para sistemas RFID / Andreia Aparecida de Castro Alves. – Limeira, SP : [s.n.], 2015.

Orientador: Leonardo Lorenzo Bravo Roger.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Tecnologia.

1. RFID. 2. Silício. 3. Lasers. 4. Amplificadores de baixo ruído. I. Bravo Roger, Leonardo Lorenzo, 1962-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Tecnologia. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Titulo em outro idioma: A new optically reconfigurable tag conception and a low noise amplifier design for RFID systems

Palavras-chave em inglês:

RFID

Silicon

Lasers

Low noise amplifiers

Área de concentração: Sistemas de Informação e Comunicação

Titulação: Mestra em Tecnologia

Banca examinadora:

Leonardo Lorenzo Bravo Roger

Francisco José Arnold

Danilo Henrique Spadoti

Data de defesa: 07-08-2015

Programa de Pós-Graduação: Tecnologia

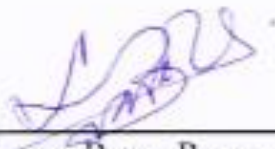
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM TECNOLOGIA

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: SISTEMAS DE INFORMAÇÃO E COMUNICAÇÃO

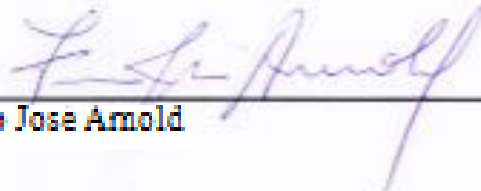
**CONCEPÇÃO DE UMA NOVA ETIQUETA OPTICAMENTE RECONFIGURÁVEL E
PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO PARA SISTEMAS RFID**

Andreia Aparecida de Castro Alves

A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou esta Dissertação:



Prof. Dr. Leonardo Lorenzo Bravo Roger
FT - UNICAMP
Presidente



Prof. Dr. Francisco Jose Arnold
FT - UNICAMP



Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti
UNIFEI

Aos meus pais e amigos, fontes de inspiração e amor.

AGRADECIMENTOS

A Deus por permitir que eu concluísse este trabalho.

Ao Professor Dr. Leonardo Lorenzo Bravo Roger, orientador desta dissertação e amigo, pelo apoio, pela confiança, pelo aprendizado que me foi proporcionado, e por todas as contribuições que dedicou não somente a esta dissertação, mas em toda minha carreira.

Ao Engenheiro Edson Reis da empresa Bradar grupo Embraer Defesa e Segurança.

Ao Igor, pelo amor, carinho e pelo incentivo, que foram fundamentais na realização deste trabalho e em vários outros momentos da minha vida.

A minha melhor amiga Jéssica, pelo amor, pelo companheirismo e pela força, não conseguiria chegar a lugar nenhum sem sua sincera amizade.

Ao meu querido e amado irmão Ariel, por tudo que me ensinou na vida.

Aos meus pais, pelo amor incondicional.

RESUMO

Um sistema de identificação por rádio frequência (RFID) é composto por três principais componentes, as etiquetas, fixadas no objeto que se deseja identificar, o leitor, associado a um sistema de processamento de informação e a antena. Nesta dissertação, apresentam-se duas significativas contribuições, a primeira delas foca na etiqueta, na qual se combinou os benefícios das etiquetas passivas com as vantagens propiciadas pela inserção na mesma de uma chave de silício, para criar um dispositivo opticamente reconfigurável. A segunda contribuição teve como foco o leitor do sistema RFID e consistiu no desenvolvimento de um projeto prático de amplificadores de baixo ruído (LNA, *Low Noise Amplifier*) que, ao ser inserido no leitor, melhora o desempenho do sistema como um todo. Portanto, realizaram-se contribuições em duas das três partes que compõe um sistema de RFID.

Palavras-chave: RFID, etiqueta reconfigurável, chave de silício, LNA.

ABSTRACT

A radio frequency identification system (RFID) consists of three main components, the labels, fixed on the object that is desired to identify, the reader, associated to an information processing system and the antenna. In this thesis are presented two significant contributions, the first one focuses on the label, which combined the benefits of passive tags with the advantages afforded by the insertion of a silicon switch in its structure, to create an optically reconfigurable device. The second contribution, focused on the RFID reader and consisted in developing a practical design of low-noise amplifiers (LNA) design, which when inserted into the reader improves the whole system performance. Therefore contributions were performed on two of the three parts that make up an RFID system.

Keywords: RFID, *reconfigurable tag*, *silicon switch*, LNA.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Evolução das tecnologias de sensoriamento por rádio frequência.	17
Figura 2: Bandas comerciais do espectro de frequência reservadas para aplicações do <i>RFID</i> e alcance de leitura [12].	19
Figura 3: Modelo de um dispositivo de duas portas.	22
Figura 4: Funcionamento de um sistema de <i>RFID</i> sem <i>chip</i>	24
Figura 5: Estrutura de uma etiqueta sem <i>chip</i>	26
Figura 6: Modulação em amplitude efetuada pelos ressonadores.	27
Figura 7: <i>Layout</i> do ressonador em espiral.	29
Figura 8: Circuito equivalente do ressonador em espiral em sua frequência a) não ressonante b) ressonante. Modificado de [24].	30
Figura 9: Ressonador em Espiral, bit "0" criado no Software HFSS para operar em 2.25GHz.	31
Figura 10: Resposta em Frequência S_{11} e S_{21}	32
Figura 11: Ressonador em Espiral construído para operar em 2.25GHz.	33
Figura 12: Medições utilizando um analisador de redes.	33
Figura 13: Resultados medidos para o Ressonador em Espiral da Figura 9.	34
Figura 14: Comparação dos resultados medidos e simulados do ressonador em "0".	35
Figura 15: Ressonador em Espiral, bit "1" criado no Software HFSS para operar em 2.25GHz.	36
Figura 16: Resposta em Frequência S_{11} e S_{21}	36
Figura 17: Resultados medidos para o Ressonador em Espiral da Figura 11, modificado para responder como bit "1".	37
Figura 18: Comparação dos resultados medidos e simulados do ressonador em "1".	38
Figura 19: Ressonâncias dos seis bits da etiqueta sem chip de <i>RFID</i>	40
Figura 20: Esquema de níveis de energia de um cristal de silício tipo P e tipo N.	43
Figura 21: Lâmina de silício tipo N.	43
Figura 22: Na figura observa-se a lâmina de silício tipo N de forma circular e alguns pedaços da mesma, cortados em pequenos retângulos de a serem utilizados como chaves ópticas.	45
Figura 23: Set de medição da técnica conhecida como "ponta quente"	46
Figura 24: Modelo da chave óptica (baseado na teoria de circuitos de RF).	47
Figura 25: Comportamento teórico da chave óptica fechada.	48

Figura 26: Modelo eletromagnético da linha de Microfita.....	50
Figura 27: Resposta da linha de Microfita convencional.	51
Figura 28: Modelo eletromagnético da linha de microfita com chave óptica (modelo RLC).	51
Figura 29: Resposta da linha de microfita com a chave "on" inserida.....	52
Figura 30: Comportamento teórico da chave óptica aberta.....	53
Figura 31: Resposta da linha de microfita com a chave inserida em estado "off"	53
Figura 32: Chave em "on" inserida no ressonador.	56
Figura 33: Resposta em frequência do Ressonador com a chave em estado "on".	56
Figura 34: <i>Optimetric</i> variando os valores RLC.	57
Figura 35: Chave de silício inserida no ressonador.....	58
Figura 36: Chave iluminada, "on", inserida no ressonador.....	58
Figura 37: Iluminação da chave de silício.....	59
Figura 38: Gráfico comparativo do modelo eletromagnético e construído do ressonador com a chave de silício em "on".	59
Figura 39: Ressonador "1" com chave em "OFF".....	61
Figura 40: Resposta em frequência para o ressonador "1", chave "off".....	61
Figura 41: Resposta do protótipo construído, ressonador em "1", chave em "off".....	62
Figura 42: Gráfico comparativo das respostas em frequência do modelo eletromagnético e do protótipo construído do ressonador com a chave de silício em "off".....	62
Figura 43: Diagrama de blocos típico de um leitor de RFID sem <i>chip</i>	65
Figura 44: Parâmetros de ruído Extraído do <i>Datasheet</i>	67
Figura 45: Ganho máximo extraído do <i>datasheet</i>	68
Figura 46: Corrente de dreno & tensão de fonte-dreno extraído do <i>datasheet</i>	69
Figura 47: Fator MU do transistor.....	70
Figura 48: Técnica de estabilização.....	71
Figura 49: MU estável na faixa de operação do transistor.....	71
Figura 50: Estratégia de projeto de circuito do LNA.....	72
Figura 51: Híbrida de 90°.....	74
Figura 52: Rede de polarização e casamento para melhor desempenho de ruído.....	75
Figura 53: Rede de polarização de <i>Drain</i>	76
Figura 54: Rede de casamento de impedância na saída do primeiro estágio.....	77
Figura 55: Rede de casamento de impedância na saída do segundo estágio.....	77

Figura 56: Modelo circuital de da estratégia de projeto.	78
Figura 57: Fator de estabilidade $\mu > 1$ em toda a faixa de frequências, modelo teórico vs modelo eletromagnético.....	79
Figura 58: Figura de ruído, modelo teórico e modelo eletromagnético	80
Figura 59: Ganho do transdutor, modelo teórico e modelo eletromagnético	80
Figura 60: Perda de retorno, modelo teórico vs modelo eletromagnético	81
Figura 61: <i>Layout</i> definitivo do LNA.....	82
Figura 62: Detalhes do <i>Layout</i>	82
Figura 63: Furos metalizados ao terra retirados do <i>Layout</i> (Figura 57).....	83
Figura 64: Dimensões finais do LNA com a caixa metálica	83

LISTA DE PUBLICAÇÕES

Revistas:

A. A. D. C. Alves, F. J. Arnold and L. L. Bravo-Roger, "Performance Prediction of a Reconfigurable Resonator for Chipless RFID Tags," IEEE Latin America, vol. 13, no. 5, pages: 623 - 627, 2015.

Congressos:

A. A. C. Alves, H. E. H. Figueroa, L. L. Bravo-Roger, LNA Practical Design Method for RFID Readers, IEEE Brasil RFID 2014, 25 de Setembro de 2014.

G. T. Santos-Souza, A. A. C. Alves, H. E. H. Figueroa, L. L. Bravo-Roger, Numerical Determination of Frequency Guard Band Resonances for Chipless RFID Tags, IEEE Brasil RFID 2014, 25 de Setembro de 2014.

A. A. C. Alves, L. L. Bravo-Roger, F. Arnold, Optically Reconfigurable RFID Resonator, 2014 ESSS CONFERENCE & ANSYS USERS MEETING, SÃO PAULO, SP - BRASIL 19 a 21 de Maio de 2014.

L. M. T. Rodríguez, A. A. C. Alves, H. E. H. Figueroa, L. L. Bravo-Roger, Electromagnetic-Thermal analysis of a filter to high power radar, Convención Internacional de ciencias técnicas, Universidad de oriente - Santiago de Cuba 23 a 27 de Junho de 2014.

A. A. C. Alves, H. E. H. Figueroa, L. L. Bravo-Roger, Design Methodology of LNA for Receiver of the RADAR, Convención Internacional de ciencias técnicas, Universidad de oriente - Santiago de Cuba 23 a 27 de Junho de 2014.

SUMÁRIO

Capítulo 1 - Introdução.....	15
1.1 Introdução ao Sistema RFID	15
1.2 Contribuições.....	15
1.3 Evolução das Tecnologias de Sensoriamento por Rádio Frequência	16
1.4 Tecnologia RFID	16
Capítulo 2 - Fundamentos Teóricos	21
2.1 Parâmetros de Espalhamento.....	21
Capítulo 3 - Introdução aos Sistemas RFID sem <i>chip</i>	24
3.1 A Etiqueta sem <i>chip</i>	25
3.1.1 Princípio de funcionamento da etiqueta sem <i>chip</i>	26
Capítulo 4 - Simulação e Construção de um Ressonador em Espiral Convencional	29
4.1 Ressonador em "0"	31
4.2 Ressonador em "1"	35
Capítulo 5 - Proposta de um Ressonador Reconfigurável	39
5.1 Limitações da Etiqueta sem <i>chip</i>	39
5.2 Técnica Proposta.....	40
Capítulo 6 - Simulações e Construção da Chave Óptica.....	64
6.1 O Semicondutor Silício	42
6.2 Procedimento de Fabricação da Chave.....	44
6.3 Simulação da Chave Óptica.....	46
6.3.1 Simulação da Chave Óptica em Estado "on" Utilizando Teoria de Circuitos de RF	47
6.3.2 Simulação da Chave Óptica em Estado "on" Utilizando Teoria Eletromagnética	49
6.3.3 Simulação da Chave Óptica em Estado "off" Utilizando Teoria de Circuitos de RF	52
6.3.4 Simulação da Chave Óptica em Estado "off" Utilizando Teoria Eletromagnética	53
Capítulo 7 - Simulação e Construção de um Novo Ressonador	55
7.1 Chave em "on", Ressonador em "0"	55
7.2 Chave em "off", Ressonador em "1"	60
7.3 Considerações sobre a primeira contribuição	63

Capítulo 8 - Projeto de um LNA para Leitores de RFID.....	64
8.1 Introdução aos Amplificadores de Baixo Ruído.....	64
8.2 Requisitos Iniciais Impostos ao Projeto do LNA	64
8.3 Metodologia utilizada para o projeto do LNA.....	64
8.3.1 Escolha do transistor e análise do <i>datasheet</i>	64
8.3.2 Estabilização do transistor	69
8.3.3 Casamento de Entrada do Transistor	72
8.3.4 Redes de Casamento e Polarização	74
8.3.5 Projeto com Abordagem Eletromagnética.....	78
8.3.6 <i>Layout</i>	81
Capítulo 9 - Conclusão e Trabalhos Futuros	84
9.1 Conclusão	84
9.2 Trabalhos Futuros	85
Capítulo 10 - Referências Bibliográficas	86

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo apresenta um breve resumo do sistema de Identificação por Rádio Frequência (RFID - *Radio Frequency Identification*) e as duas contribuições do trabalho a esse sistema. A evolução das tecnologias de sensoriamento por rádio frequência é apresentada. Ao final do capítulo, um breve resumo é apresentado sobre o princípio de funcionamento do sistema e seus principais elementos: leitor, antena e etiqueta, enfatizando os tipos de etiquetas existentes no mercado.

1.1 Introdução ao Sistema RFID

O sistema RFID transmite a identificação de um objeto ou pessoa através de ondas de rádio, podendo ser aplicado a uma série de situações, tais como: controle de estoque, gestão de tráfego, controle de entrada/saída em edifícios, automatização de estacionamentos e até mesmo na pecuária, proporcionando mais viabilidade no rastreamento de animais, tudo isso com total confiabilidade [1].

Apesar de o RFID possuir semelhanças ao código de barras, essa tecnologia não necessita de contato ou linha de visão direta. O sistema transmite dados por um dispositivo portátil, chamado de etiqueta (também conhecido como *tag*), essa é lida por um leitor e o sinal é processado de acordo com a aplicação. Ganhando cada vez mais espaço no mundo, a valorização destes sistemas está em alta, surgindo, então, a necessidade de torná-los cada vez mais eficientes, compactos e inteligentes [2].

1.2 Contribuições

Neste trabalho, apresentam-se duas significativas contribuições aos principais elementos do sistema RFID. A primeira contribuição é a concepção de uma nova etiqueta opticamente

reconfigurável, projeto inovador publicado pela primeira vez em [3]. Nesta, combinou-se os benefícios das etiquetas passivas com as vantagens da utilização de chaves de silício na implementação da etiqueta, tornando-a opticamente reconfigurável, esta ideia foi inspirada na inserção com sucesso de chaves ópticas em dispositivos de microondas apresentadas em [4, 5].

A segunda contribuição é o projeto de um amplificador de baixo ruído (LNA *Low-noise amplifier*) para leitores de RFID na banda S. A metodologia baseia-se na obtenção de baixo ruído, considerando a potência, estabilidade e casamento de impedância. O diferencial do projeto é o uso de híbridas, comumente usadas em amplificadores de potência. Os resultados mostram que a metodologia implementada é eficaz também no projeto de um LNA, através de cálculos e simulações eletromagnéticas.

1.3 Evolução das Tecnologias de Sensoriamento por Rádio Frequência

A Figura 1 ilustra, sucintamente, a evolução das tecnologias de sensoriamento por rádio frequência, das quais os sistemas RFID fazem parte. A compreensão científica progrediu muito lentamente nos anos anteriores a 1600. Logo, considera-se 1880 como o início da evolução, quando houve a compreensão da energia eletromagnética.

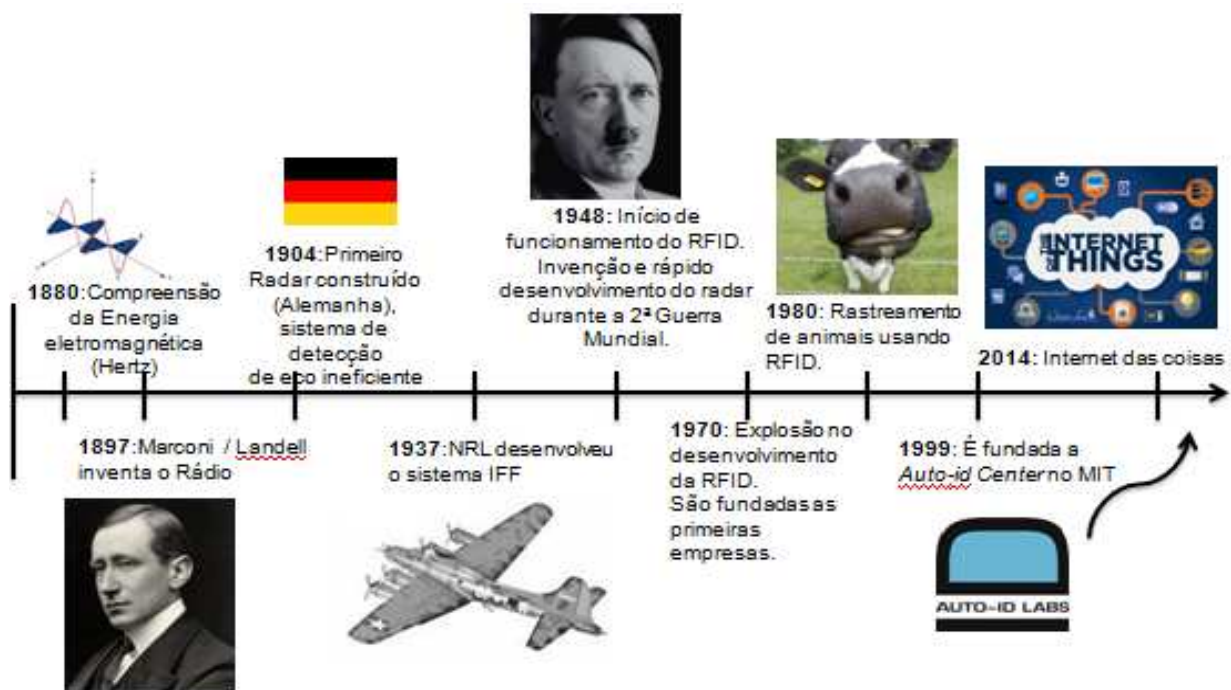


Figura 1: Evolução das tecnologias de sensoriamento por rádio frequência.

A tecnologia de identificação por rádio frequência surgiu há muito tempo. Em 1906, Ernst F. W. Alexanderson demonstra a primeira onda contínua (CW- *Continuous Wave*), a geração e transmissão de sinais de rádio. Esta realização é o início da comunicação de rádio, onde todos os aspectos das ondas de rádio são controlados. No início do século XX temos o nascimento da Detecção e Telemetria pelo Rádio (RADAR - *Rádio Detection and Ranging*) [6].

Em 1937, o inventor Sir Robert Alexander Watson-Watt, desenvolveu o sistema *Friend-or-Foe* (Amigo ou Inimigo), que permitiu em tempos de guerra, distinguir aeronaves inimigas. Nesse sistema já havia então um interrogador e um transponder, no qual uma estação no solo enviava um sinal de RADAR, e o transponder ao receber esse sinal refletia-o com uma codificação no espectro [6].

Um dos primeiros, se não o primeiro trabalho explorando o sistema RFID foi publicado em 1948, "*Communication by Means of Reflected Power*", por Harry Stockman [7].

Até o final dos anos 1960, o uso do sistema era limitado ao exército, grandes empresas comerciais ou laboratórios de pesquisa por causa das dimensões do transponder (conhecido também como etiqueta) e o alto custo de produção [8].

O primeiro uso comercial foi a introdução das etiquetas de um bit, em 1970. Elas não precisam de bateria nem de um *chip* para sua identificação. Fixadas aos objetos, eram destinadas a disparar um alarme assim que se aproximassem de um leitor na porta de saída dos estabelecimentos. Se a pessoa paga pela mercadoria, o bit é posto em “0” e os sensores não dispararão o alarme. Caso o contrário, o bit continua em “1” e, se a pessoa passar próxima aos sensores (leitores), um alarme será disparado [9].

O ano de 1970 caracteriza as aplicações na pecuária, rastreamento de animais, rastreamento de veículos e automação. Exemplos de esforços de marcação dos animais foram os sistemas de microondas *Los Alamos* e *Identronix* e os sistemas indutivos na Europa [8].

O sistema ganha popularidade com a implementação da cobrança eletrônica nos pedágios. O controle de acesso de automóveis e o mecanismo de pagamento ganharam praticidade e segurança [8].

Por volta de 1999, a *Auto-ID Center* é fundada no *MIT* (*Massachusetts Institute of Technology*), berço de vários avanços tecnológicos, responsável por baixar custos, ligar os dados identificados a uma rede e exigir o uso do RFID por parte de seus fornecedores. Dessa forma, a tecnologia passa a ser objeto de vários projetos de pesquisa em diferentes países do mundo, aumentando a diversidade de aplicações, variedade na construção das etiquetas e dando espaço a Internet das Coisas (em inglês *Internet of Things*).

Atualmente, RFID é uma das tecnologias de base da Internet das Coisas, permitindo a identificação de objetos, estado dos equipamentos, tomando medidas, se necessário, para tomar decisões em tempo real [10, 11].

1.4 Tecnologia RFID

Como já expressado, o sistema RFID consiste em três componentes fundamentais: as etiquetas, o leitor e a antena. O leitor envia, através de uma antena, ondas eletromagnéticas para a etiqueta do objeto a ser identificado. A etiqueta, que também tem uma antena integrada, recebe através da mesma o sinal enviado pelo leitor e reflete de volta um sinal codificado por ela. O acoplamento do sinal pode ser eletromagnético ou indutivo, dependendo da aplicação, custo e alcance do objeto.

Para o sistema de RFID há faixas de frequência reservadas, dependendo da faixa de frequência o alcance, tamanho da antena e custo variam. Sua escolha, então, é referente à aplicação. A Figura 2, fornecida por cortesia para este trabalho pelo gerente de soluções *wireless* do CPqD, Alessandro Gonzales Andreo, mostra o espectro de frequência para as principais aplicações do *RFID* juntamente com seu alcance para a identificação.

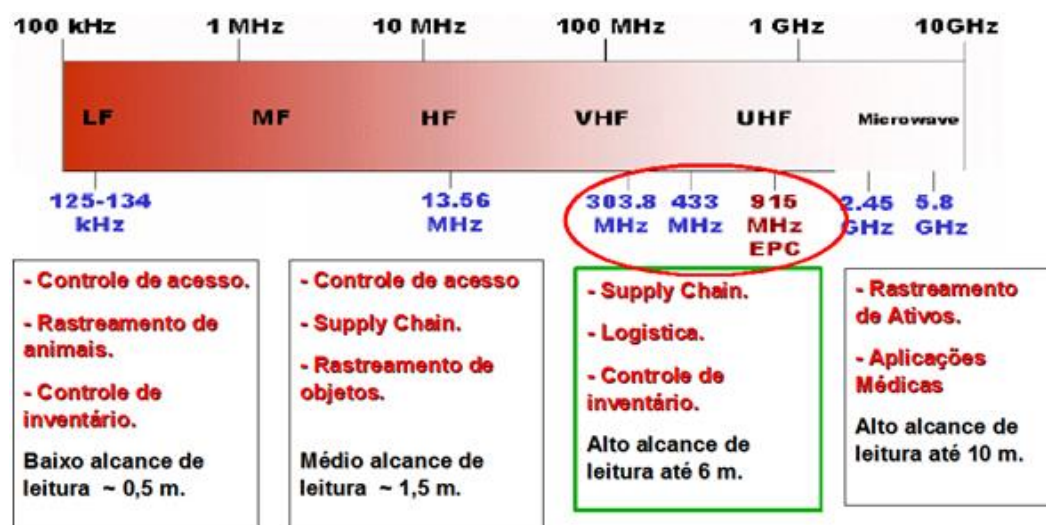


Figura 2: Bandas comerciais do espectro de frequência reservadas para aplicações do *RFID* e alcance de leitura [12].

As etiquetas podem ser divididas em quatro tipos, três delas utilizam um *chip* e recentemente foram introduzidas as etiqueta sem *chip*, tema central desta pesquisa:

• Etiquetas ativas

São etiquetas que possuem bateria para realizar o processamento interno de dados, sendo que a etiqueta gera seu próprio sinal para a comunicação com o leitor, alcançando maiores distâncias de identificação, pois amplificam o sinal recebido e transmitido para o leitor. Possui a vantagem de processar e armazenar mais dados do que as etiquetas passivas, além de serem reprogramáveis e, portanto, podem ser usadas em diversos itens repetidamente até sua bateria se esgotar. Tem como desvantagem o seu alto custo devido à complexidade do sistema e a necessidade de bateria e são mais vulneráveis a fraudes [13].

• Etiquetas semiativas ou semipassivas

Essas etiquetas também possuem bateria, no entanto utilizam a energia da bateria apenas para processamentos de sinais internos, diferentemente das ativas, não amplificam os sinais recebidos da leitora.

Possuem a vantagem de serem mais baratas do que as etiquetas passivas, contudo, por não amplificar o sinal recebido e enviado de volta para o leitor, possuem um alcance menor. Esse tipo de etiqueta é utilizada em sistemas de pagamentos automáticos conhecidos como Sem-Parar em rodovias, shopping *center*, estacionamentos e etc [14].

• Etiquetas passivas

As etiquetas passivas derivam sua energia do sinal de RF, emitido por um leitor de RFID e respondem um sinal modulado para o leitor. Devido a grande perda de propagação, o alcance é limitado à presença do campo eletromagnético do leitor. O sinal de interrogação do leitor induz uma corrente elétrica na etiqueta, ativando o funcionamento de um CI (Circuito Integrado), habilitando, então, as funções de leitura, escrita e transmissão. Apesar de seu baixo alcance esse sistema é muito utilizado pelo seu baixo custo [15].

• Etiquetas passivas sem *chip*

As etiquetas sem *chip* também conhecidas como etiquetas *chipless*, são identificadas através de um ID (identidade) que é gravado através de Rádio Definido por Hardware (*HDR - hardware defined radio*) em forma de uma assinatura espectral fixa, ou seja, uma vez pré estabelecida na fabricação, não é alterado seu ID. Sua principal vantagem é a não utilização de *chip* nem bateria, fazendo com que seu custo seja inferior aos outros tipos de etiquetas comerciais e podem ser completamente impressas [16].

Recentemente, tem havido considerável interesse na implementação de sistemas RFID sem *chip*. Essa tecnologia foi objeto deste trabalho. Nos próximos capítulos, apresentam-se maiores detalhes das contribuições propostas.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

Neste capítulo é apresentada a teoria dos parâmetros de espalhamento, também conhecidos como parâmetros S. Com o intuito de criar um melhor entendimento para o leitor sobre os próximos capítulos, que descrevem o funcionamento das etiquetas sem *chip*, alguns aspectos básicos de transmissão e recepção são introduzidos, como perda de retorno e perda de inserção.

2.1 Parâmetros de Espalhamento

Em Circuitos Elétricos é muito comum modelar os dispositivos utilizando parâmetros de impedância (parâmetros Z), de admitância (parâmetros Y) e, inclusive, às vezes, em um mesmo modelo, se misturam parâmetros de impedância e de admitância com parâmetros adimensionais, dando lugar aos chamados modelos de parâmetros híbridos (parâmetros H). Todos esses modelos funcionam adequadamente desde frequências baixas até poucas dezenas de mega hertz.

Na determinação experimental do valor desses parâmetros, é necessário garantir as condições de curto circuito (tensão zero, $V = 0$) ou de circuito aberto (corrente zero, $I = 0$). Precisamente, devido às capacitâncias e indutâncias parasitas, essas condições de medição são muito difíceis de serem implementadas e daí a grande dificuldade de realizar medições precisas dos parâmetros Z, Y e H em rádio frequência.

Para trabalhar em altas frequências, utilizam-se os parâmetros de espalhamento, os quais são determinados a partir de condições de casamento de impedância, que são perfeitamente viáveis de serem realizadas em laboratório.

Assim, considerando dispositivos ou redes multiportas, os parâmetros S, que as definem, são determinados a partir das ondas de tensão incidentes e/ou refletidas, em cada uma de suas portas.

Define-se:

$$S_{ij} = \left[\frac{V_i^-}{V_j^+} \right]_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad (1)$$

Onde, na j -ésima porta tem a fonte de tensão ou simplesmente a onda de tensão incidente, V_j^+ , e na i -ésima porta teríamos a tensão de destino ou a onda tensão que sai pela porta i , denotada como V_i^- .

Através destes parâmetros, podem-se obter medidas de ganho, atenuação, impedância de entrada, perda de retorno, perda de inserção e etc. Estes coeficientes (parâmetros) são representados na forma de matriz de espalhamento [17]. Os dispositivos passivos são interpretados por duas portas conforme representado na Figura 3.



Figura 3: Modelo de um dispositivo de duas portas.

Onde a_1 é o sinal incidente e b_1 é o sinal refletido por se tratar de um sistema linear, através do teorema da superposição dão origem às seguintes equações:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Os parâmetros são determinados a partir da excitação em uma das portas e anulação das outras. Temos:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, \text{ quando } a_2 = 0 \quad (5)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}, \text{ quando } a_1 = 0 \quad (6)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, \text{ quando } a_2 = 0 \quad (7)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}, \text{ quando } a_1 = 0 \quad (8)$$

Onde, S_{11} é o coeficiente de reflexão na entrada com a saída, S_{21} é o coeficiente de transmissão direto com saída, S_{12} é o coeficiente de transmissão reverso com a entrada e S_{22} é o coeficiente de reflexão na saída com entrada [17].

O parâmetro S_{11} da equação (5) também é conhecido como perda de retorno, é definida como sendo a relação, em dB, entre as potências incidente e refletida na porta, podendo ser expressa em função do coeficiente de reflexão, pela seguinte expressão:

$$S_{11}(\text{dB}) = -20\log |\Gamma_{\text{in}}| \quad (9)$$

Onde:

$$|\Gamma_{\text{in}}| = \frac{V_0^-}{V_0^+} \quad (8)$$

V_0^- é a tensão refletida e V_0^+ é a tensão incidente.

Geralmente expressado em dB, a perda de retorno é causada por incompatibilidade de impedância entre duas ou mais conexões do circuito. Como uma regra geral, uma alta perda de retorno indica a melhor qualidade do sistema.

Por exemplo: um cabo com uma perda de retorno de -21 dB, portanto, é melhor do que um cabo semelhante com uma perda de apenas -14 dB. Comumente, usa-se -10 dB como requisito de um bom projeto.

Ao contrário do S_{11} , o parâmetro S_{21} , precisa ser baixo para representar uma boa transmissão, conhecido também como perda de inserção, é a relação entre a onda sinusoidal na porta 2, em comparação com a onda sinusoidal incidente na porta 1. Valores típicos de S_{21} em projetos de antenas e filtros é de 0.5dB.

Capítulo 3

Introdução aos Sistemas RFID sem *chip*

Nesse sistema é utilizada uma etiqueta sem *chip*, a mesma comporta um conjunto de ressonadores, os quais contém o código de identificação do objeto [18].

Na Figura 4, mostra-se o princípio de funcionamento deste tipo de sistema de RFID. Nessa figura, o leitor é um dispositivo eletrônico que identifica o sinal da etiqueta sem *chip*, uma vez que esta esteja no alcance do leitor, possui antenas de transmissão e recepção cuja função é enviar o sinal de interrogação (onda contínua, CW, multifrequencial, com fase e amplitude constante) para a etiqueta e receber o sinal codificado a partir da etiqueta, respectivamente.

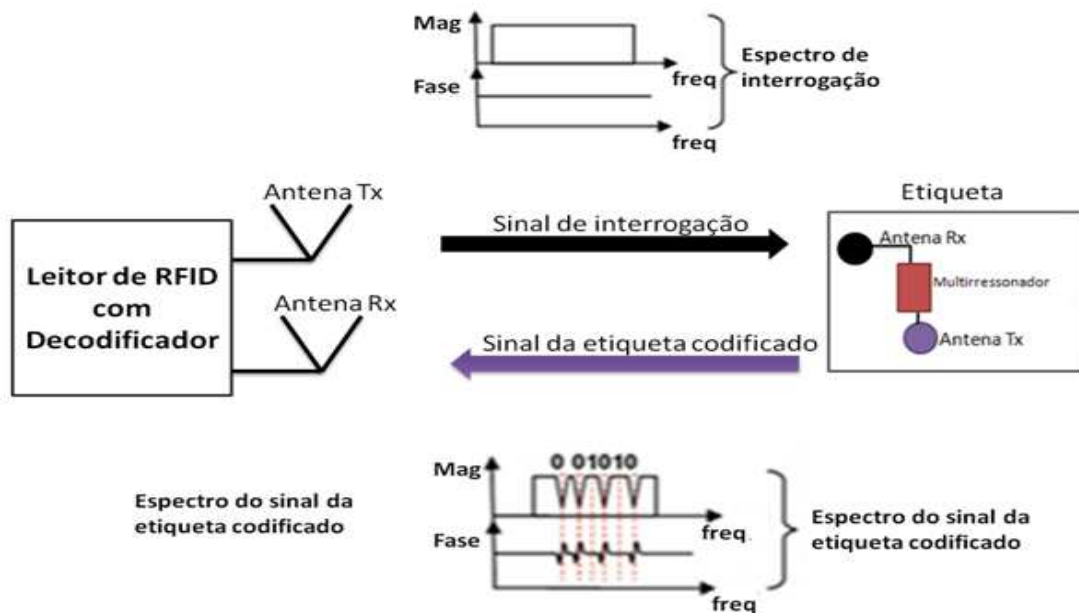


Figura 4: Funcionamento de um sistema de RFID sem *chip*.

A etiqueta também possui duas antenas, uma para receber o sinal CW proveniente do leitor (interrogação) e outra disposta de forma ortogonal que reenvia o sinal de volta para o leitor depois de ter sido codificado por um circuito multirressonador, que também faz parte da etiqueta e que é o responsável por modular o sinal enviado a leitora, com o ID da etiqueta.

O multirressonador provoca no sinal CW de interrogação, uma dupla modulação: de amplitude e de saltos de fases. As antenas são dispostas em forma ortogonal para minimizar o acoplamento entre os sinais de interrogação e de resposta.

3.1 A Etiqueta sem *chip*

Etiquetas sem *chip* podem ser classificadas, principalmente, em dois grupos: as etiquetas com base no domínio do tempo e as etiquetas baseadas no domínio da frequência. As primeiras, como seu nome indica, codificam os dados no domínio do tempo através da inserção de indutores e capacitores, que causam descontinuidades ao longo de uma linha de transmissão. A etiqueta é identificada através da análise dos ecos gerados e refletidos pelas descontinuidades da linha [19].

Etiquetas baseadas no domínio da frequência geralmente codificam os dados através de uma assinatura espectral [20]. As etiquetas baseadas no domínio da frequência têm capacidade pouco maior em comparação com as etiquetas que trabalham no domínio do tempo [20]. Nesse trabalho, utilizou-se a etiqueta com base no domínio da frequência.

Na sua forma clássica, esse tipo de etiqueta é composta por um circuito multirressonador, que consiste em um conjunto de ressonadores em cascata. Cada um ressona em frequências específicas, criando bandas de parada que definem o ID da etiqueta. Também fazem parte da etiqueta duas antenas (uma receptora e outra transmissora) dispostas em polarização ortogonal (90° uma da outra) para minimizar o acoplamento entre elas; e, finalmente, uma linha de transmissão que integra esses elementos. Na Figura 5 tem-se a representação de uma etiqueta sem *chip*.

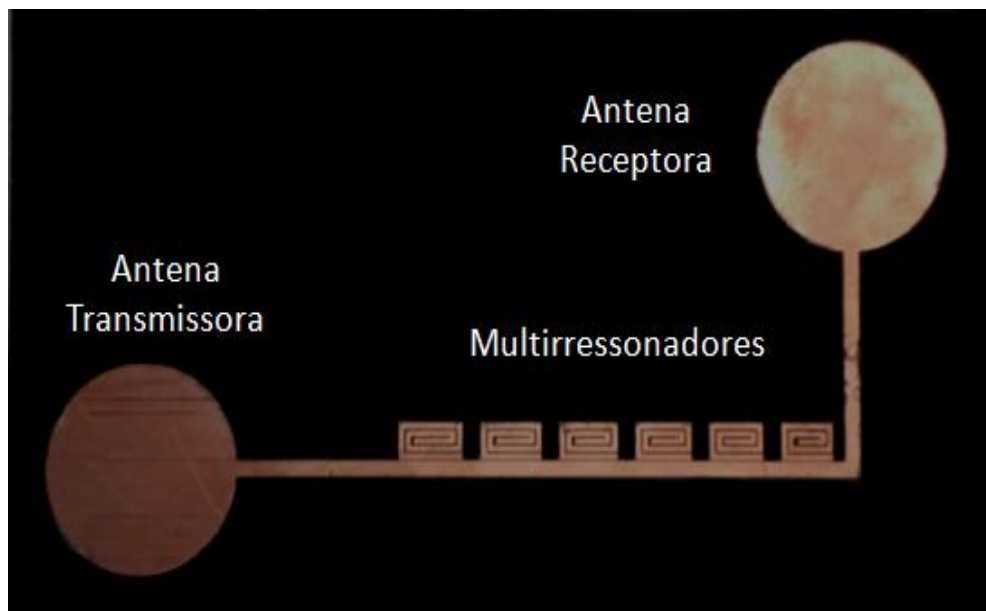


Figura 5: Estrutura de uma etiqueta sem *chip*.

3.1.1 Princípio de funcionamento da etiqueta sem *chip*

Um sinal de RF de onda contínua, CW, de frequência variável com amplitude e fase constantes, é emitido pelo leitor sendo recebido na etiqueta por uma de suas antenas. O sinal já acoplado a linha de transmissão, é modulado em amplitude e fase pela etiqueta, devido ao acoplamento da linha com os ressonadores. A modulação em amplitude se produz devido às atenuações de magnitude que sofre a onda que se propaga pela linha, provocadas pela absorção de energia dos ressonadores acoplados. Essa absorção de energia (atenuação) somente ocorre nas frequências de ressonâncias dos ressonadores. Tais ressonâncias também introduzem saltos de fase no sinal que se propaga pela linha e que é radiado de volta para o leitor, pela segunda antena [21]. A existência ou não de ressonância nos ressonadores em suas frequências especificadas, cria dois estados binários que configuram o código ID, único para cada etiqueta. Pode conveniar-se que presença de ressonância numa dada frequência codifica o bit “0” e ausência de ressonância nessa codifica o bit “1”.

A Figura 6 mostra o exemplo do funcionamento da etiqueta com ID igual a 101, no qual a modulação foi realizada na amplitude do sinal de entrada. Da esquerda para direita, observe um sinal de entrada de onda contínua e amplitude constante, com três frequências diferentes f_1 , f_2 e f_3 . A antena recebe esse sinal de entrada e o entrega a linha de microfita. Dos três ressonadores acoplados a linha, o primeiro está projetado para não ressonar na frequência f_1 , o segundo ressona na frequência f_2 e o terceiro não ressona na frequência f_3 . A segunda antena (extremo direito) emite para o leitor o sinal de resposta, ou seja, o sinal CW de entrada (interrogação) foi modulado pela etiqueta. Como não houve ressonâncias nas frequências f_1 e f_3 , o sinal conserva um nível alto de magnitude (correspondentes aos bits “1”). Na frequência f_2 , onde houve ressonância, o ressonador central conseguiu absorver energia da linha na frequência f_2 . Por tanto, a magnitude da onda de saída foi atenuada nessa frequência, provocando um nível baixo de magnitude, que representa o bit “0”. Dessa forma cada bit de codificação obtido é implementado por um ressonador que ressona ou não, na frequência em que foi projetado.

Observe que no processo de fabricação da etiqueta define-se o ID da mesma. Por tanto, é um tipo de codificação definido por *hardware*, impossível de ser modificado ou fraudado, sendo essa uma das grandes vantagens desse tipo de tecnologia. Como o mecanismo de codificação ocorre no domínio da frequência e cada ID é único para cada etiqueta, utiliza-se o termo “codificação por assinatura espectral” para se referir ao princípio de funcionamento aqui descrito.

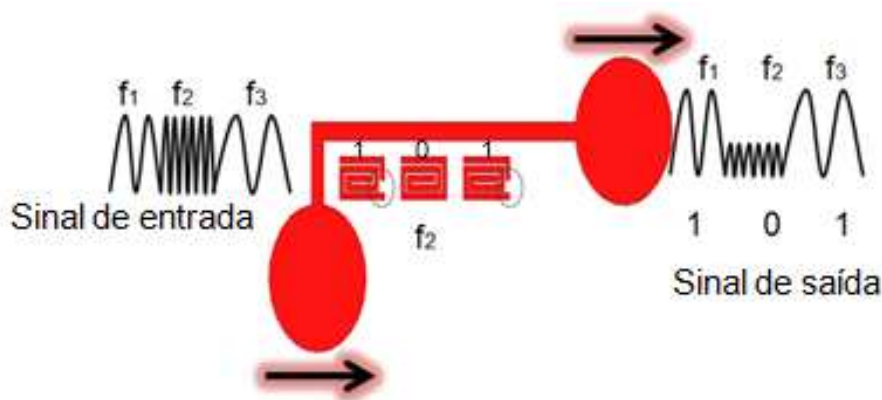


Figura 6: Modulação em amplitude efetuada pelos ressonadores.

Como cada ressonador da etiqueta representa um único bit, se houver necessidade de representar ID com palavras códigos de muitos dígitos, evidentemente o tamanho da etiqueta será

maior. Logo, isto abre uma linha de pesquisa extremamente interessante, visando minimizar o tamanho das etiquetas e que as mesmas sejam capazes de comportar a maior quantidade de bits. O estado atual da tecnologia mostra etiquetas sem *chip* com até 35 bits [21]. Outro aspecto, não menos importante, é o consumo de largura de banda, pois cada ressonador necessita de uma faixa de frequência para representar seu estado "1" ou "0", logo, com um número grande de ressonadores a banda necessária para o funcionamento do sistema ficará grande, acarretando em antenas de banda larga e um leitor mais caro.

Capítulo 4

Simulação e Construção de um Ressonador em Espiral Convencional

Como já explicado, os ressonadores são os elementos responsáveis pela codificação dos dados das etiquetas sem *chip* de RFID. Vários modelos podem ser encontrados na literatura, alguns são gravados no plano terra, enquanto outros são gravados em linhas de microfita ou em linhas do tipo CPW (*Coplanar Waveguide*) [22, 23].

Neste capítulo, apresenta-se o estudo, simulação e construção de um ressonador em espiral já existente na literatura [24]. Entretanto, foi projetado para outro substrato e outra faixa de frequência. A Figura 7 ilustra o modelo utilizado neste trabalho.

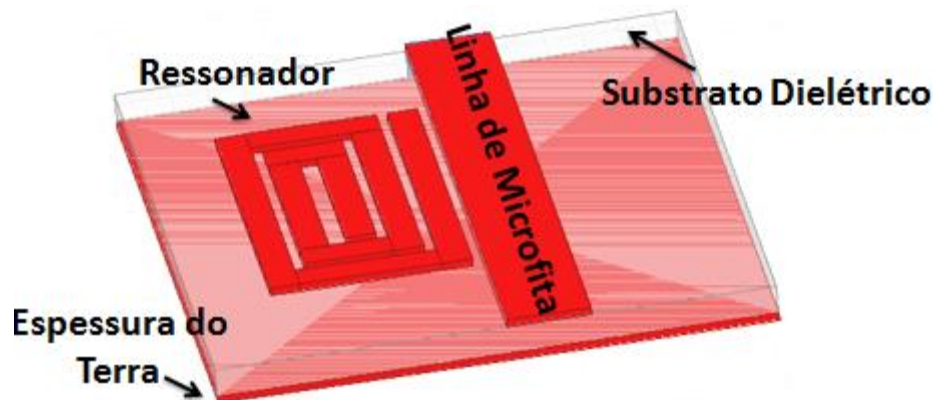


Figura 7: *Layout* do ressonador em espiral.

O ressonador em espiral possui a característica de criar um efeito corta-banda quando este está em sua frequência de ressonância. Para entender esse fenômeno é necessário analisar o circuito equivalente (Figura 8) do ressonador em espiral acoplado com a linha de microfita.

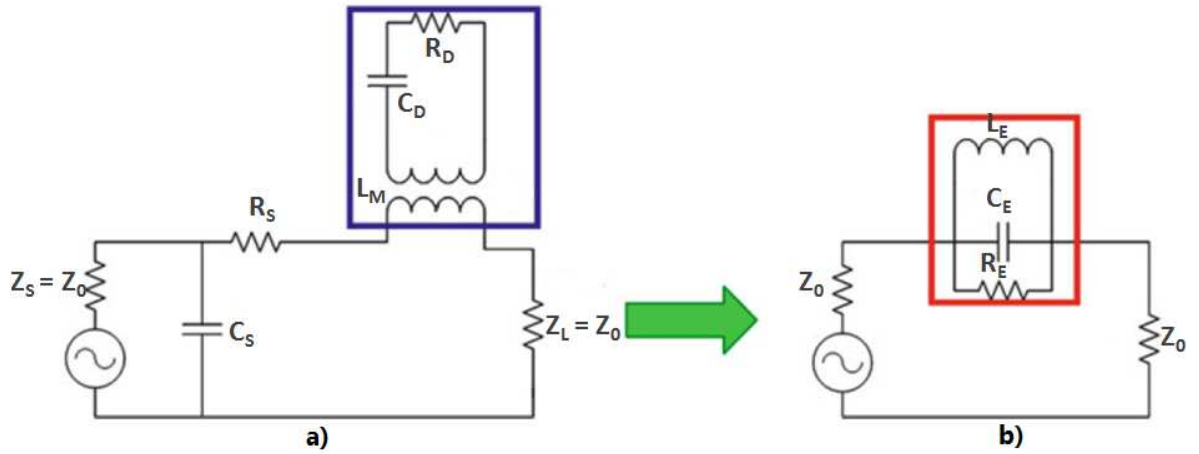


Figura 8: Circuito equivalente do ressonador em espiral em sua frequência a) não ressonante b) ressonante. Modificado de [24].

O ressonador em espiral pode ser modelado como um circuito RLC em série acoplado a uma linha de microfita. Os circuitos RLC em série possuem a característica de criar um caminho de baixa impedância em sua frequência ressonante [24], isso significa que uma boa parcela da potência do o sinal, que se propaga pela linha, é desviada para o terra através do ressonador, sem alcançar a saída da linha naquela faixa de frequência, onde o ressonador está em ressonância. A Figura 8a mostra que o ressonador em espiral não acopla com a linha de transmissão quando este não está em sua frequência de ressonância. Quando o ressonador em espiral entra em sua frequência de ressonância, Figura 8b, todo o circuito é modelado como um RLC em paralelo, fazendo o efeito corta-banda. Esse efeito corta-banda vem da resistência R_D do ressonador em espiral que, em sua frequência de ressonância, está em série com a linha de transmissão atenuando o sinal transmitido.

Cada ressonador tem uma frequência de ressonância definida pela sua indutância L_E e capacitância C_E dada por (9):

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_E C_E}} \quad (9)$$

A frequência de ressonância é inversamente proporcional à indutância e a capacitância do ressonador em espiral. Os valores de L_E e C_E dependem da geometria do ressonador [24].

4.1 Ressonador em "0"

A partir de um ressonador apresentado em [24], reproduziu-se um novo ressonador, ajustando as medidas existentes para operar na frequência de 2.25 GHz. Utilizando o software HFSS, as novas dimensões do ressonador são apresentadas a seguir.

O novo ressonador utiliza uma placa de circuito impresso com substrato de Duroid de constante dielétrica, $\epsilon_r = 2.2$ e tangente de perda, $\tan\delta = 0.0009$. As dimensões da geometria da espira de microfita (Figura 9) são definidas pelos seguintes parâmetros: $W_1 = 5.4$ mm e $S_1 = 9$ mm são o comprimento e a largura do ressonador, respectivamente, $W_5 = 0.2$ mm é a separação entre a linha e a espiral, $W_2 = 2.26$ mm é a largura da linha de microfita, $W_3 = 0.8$ mm é a largura do condutor em espiral, $W_4 = 0.3$ mm é a separação entre os condutores em espiral. A Figura 9 apresenta a geometria projetada para o ressonador trabalhando em regime de "0".

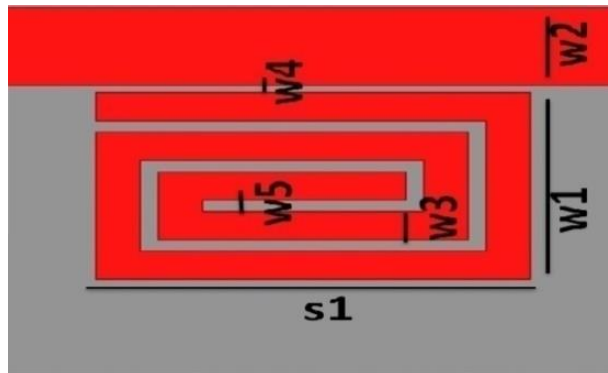


Figura 9: Ressonador em Espiral, bit "0" criado no Software HFSS para operar em 2.25GHz.

A resposta em frequência desse ressonador é analisada através dos parâmetros S (Capítulo 2), e foi obtida utilizando-se o software HFSS, obtendo-se o comportamento mostrado na Figura 10.

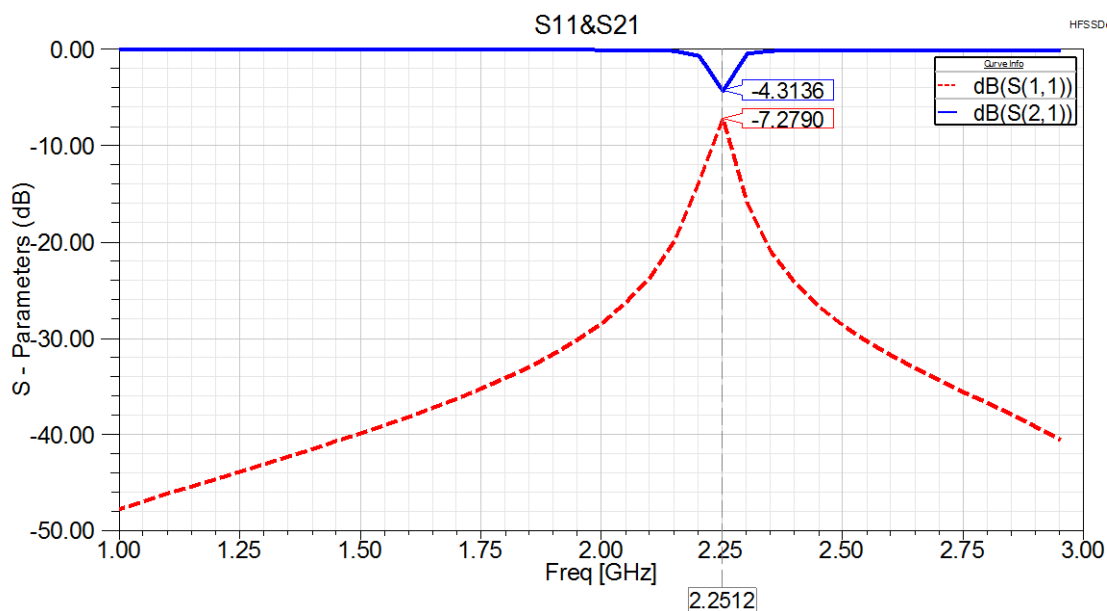


Figura 10: Resposta em Frequência S11 e S21.

Na Figura 10, parâmetro S_{21} representa a perda inserção introduzida pelo ressonador na linha de transmissão de microfita, quando este está em sua frequência ressonante. Observe que existe um máximo de perda na frequência de ressonância de -4.3 dB, representado pela curva em azul, isto se explica pelo fato de que, quando o ressonador ressona, absorve potência do sinal que se propaga pela linha e essa parcela de potência deixa de chegar a saída da linha, o que representa uma atenuação do sinal na faixa de frequências onde o ressonador ressona. Como o nível de potência que aparece na saída de linha é mínimo, pode-se dizer que se trata do nível lógico “0”. Por outro lado, ao acontecer a ressonância, o ressonador reflete uma baixa impedância para a linha, provocando um descasamento de impedância na entrada de linha, tem-se, então, que o parâmetro S_{11} , que representa a perda de retorno a entrada da linha, aumenta consideravelmente como mostra o pico da curva em vermelho. Isto se explica, pelo fato de que, o ressonador em ressonância reflete para a entrada da linha, uma impedância de valor diferente a impedância característica da linha, provocando descasamento de impedância a entrada da linha, portanto, haverá reflexão de potência na entrada da linha.

O ressonador foi construído (Figura 11), com as mesmas dimensões e especificações de substrato apresentadas anteriormente para a Figura 9.

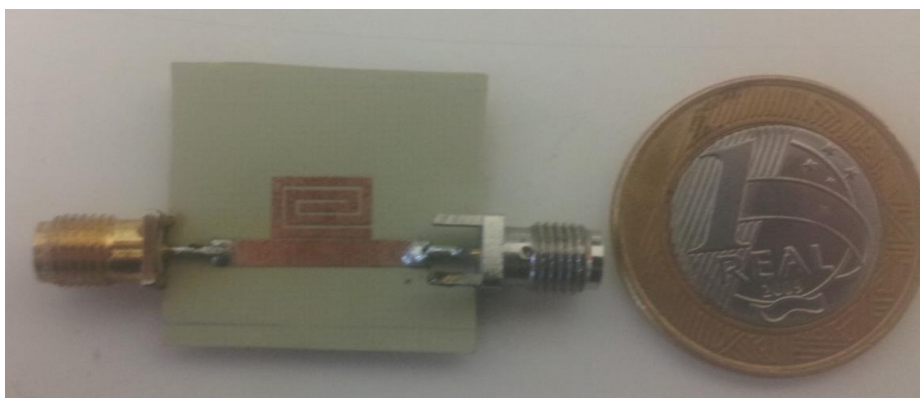


Figura 11: Ressonador em Espiral construído para operar em 2.25GHz.

Para as medições práticas, utilizou-se o laboratório da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp (FEEC). As medidas foram realizadas no domínio da frequência, com um analisador de redes ENA Series Network Analyser, modelo E5071C ATO-73266 e Fabricante: Agilent Technologies, sua frequência de operação: 300KHz-20GHz, Figura 12.

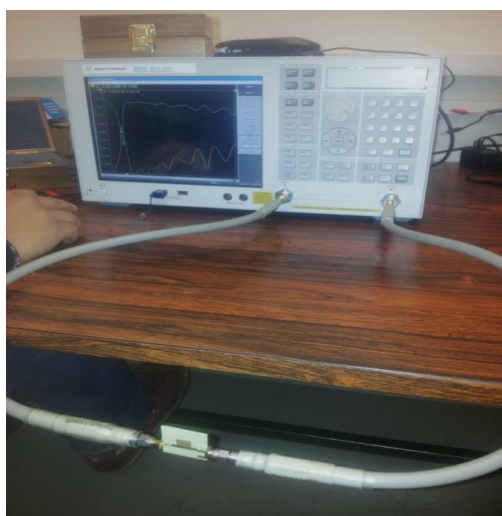


Figura 12: Medições utilizando um analisador de redes.

A resposta em frequência do ressonador construído é apresentada na Figura 13.

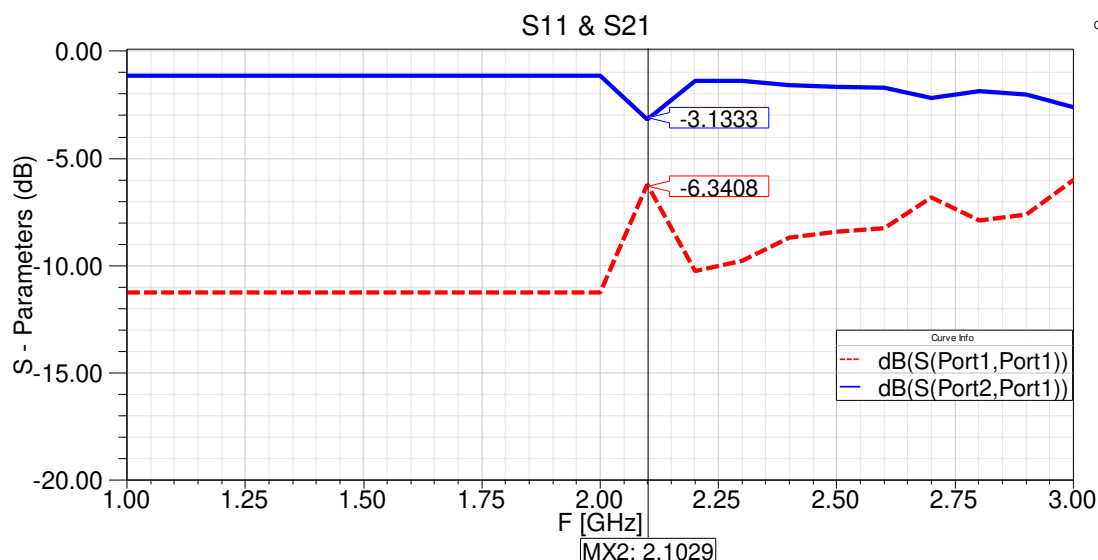


Figura 13: Resultados medidos para o Ressonador em Espiral da Figura 9.

A Figura 14 apresenta a comparação dos resultados do ressonador simulado no HFSS (curva contínua) e os resultados do ressonador construído e medido na prática (curva tracejada). O deslocamento ocorrido em frequência deve-se a indutância parasita introduzida pelas soldas dos conectores coaxiais que, obviamente, não foram consideradas no modelo de simulação. No entanto, é importante observar que esse deslocamento em frequência não acarreta nenhum problema para o desempenho do ressonador, pois nesta fase da pesquisa apenas estamos interessados em mostrar a ressonância do ressonador, sem importar com a exatidão do valor da frequência onde tal ressonância ocorre. Em geral, nos projetos de etiquetas sem *chip* com ressonadores desse tipo, o que interessa é a presença ou a ausência de ressonância numa dada frequência sem importar tanto o valor dessa frequência.

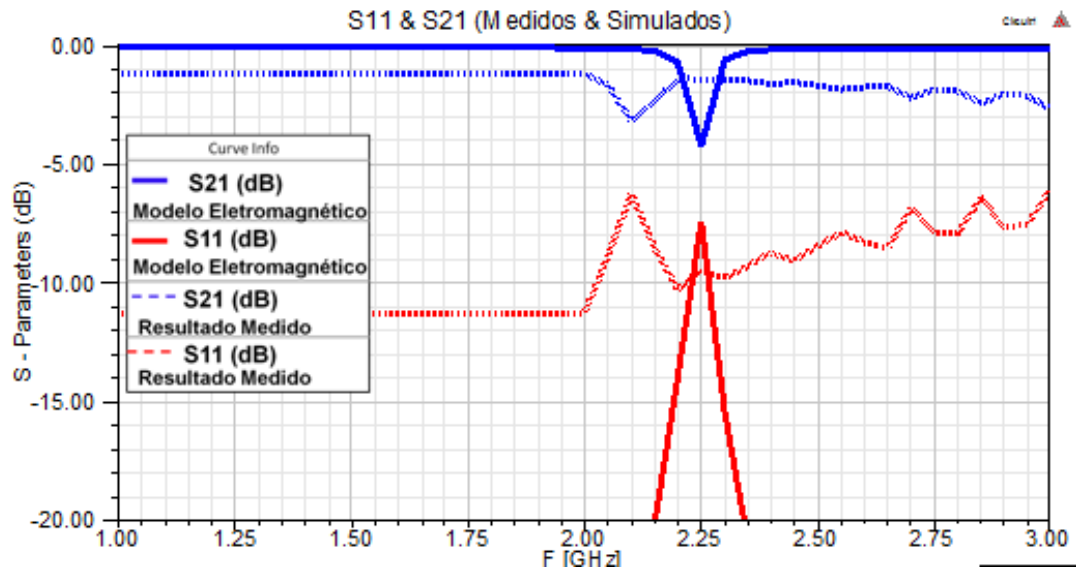


Figura 14: Comparação dos resultados medidos e simulados do ressonador em "0".

4.2 Ressonador em "1"

A implementação do nível lógico “1”, pode ser feita removendo a ressonância da faixa de frequência que o sistema vai operar. Para isso, é necessário alterar, geometricamente, o ressonador. Há quatro maneiras de se fazer isso: a primeira seria curto-circuitar o ressonador, a segunda seria "abrir" o ressonador, deixando a primeira espira com uma descontinuidade no condutor (metodologia utilizada neste trabalho, Figura 15), a terceira seria diminuir o número de espiras para que sua frequência de ressonância ocorra fora da banda de operação, e a quarta opção, não usual, seria retirar o ressonador [24].

Observe a Figura 15, devido ao corte efetuado, o ressonador não ressona na frequência que antes o fazia e por tanto, não acopla com a linha de transmissão. Como consequência, não absorve potência do sinal que se propaga pela linha de microfita e, portanto, um nível alto de sinal consegue chegar à saída da linha, representando o nível lógico “1”.

Na verdade, o ressonador da Figura 15 é obtido a partir do ressonador da Figura 9, fazendo-se um corte na espira, retirando um pedaço do cobre, de tal forma que evitasse um acoplamento significativo com a linha na frequência de 2.25GHz. O corte realizado foi de 0.3mm x 0.8mm.

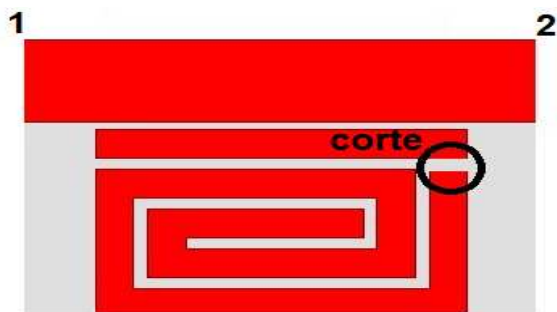


Figura 15: Ressonador em Espiral, bit "1" criado no Software HFSS para operar em 2.25GHz.

A Figura 16 apresenta a resposta em frequência do ressonador da Figura 15. Observe que o parâmetro S_{21} (curva em azul) apresenta uma baixíssima atenuação entre a entrada e a saída de linha, de apenas -0.07 dB na frequência de 2.25 GHz e, portanto, um nível alto de potência de sinal aparece a saída da linha, correspondendo ao nível lógico "1". Na própria Figura 16 se observa que a perda de retorno à entrada da linha, representada pelo parâmetro S_{11} , é extremamente baixa (Capítulo 2), mostrando que o casamento a entrada da linha se conserva. Isso é devido a que o ressonador não reflete para a entrada da linha nenhum valor de impedância que modifique a impedância característica da linha.

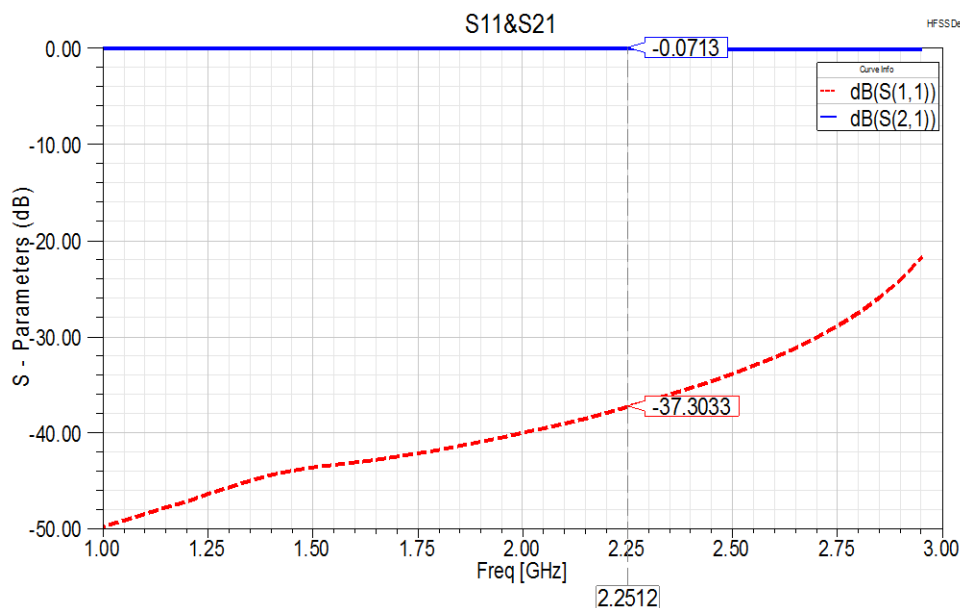


Figura 16: Resposta em Frequência S_{11} e S_{21} .

Em outras palavras, a simulação mostra que não houve uma grande atenuação em nenhuma frequência onde opera o ressonador (a pequena atenuação que aparece de -0.07 é a da própria

linha de transmissão). Resumindo, na prática, o bit “1” pode ser construído “cortando” simplesmente um pedaço da espira do mesmo ressonador que antes representava o bit “0”.

Seguindo esse procedimento, o ressonador “1” (Figura 15) também foi construído, retirando um pedaço de cobre do ressonador “0” (Figura 11) e medido no mesmo analisador de redes já mencionado. Os resultados da medição experimental são oferecidos na Figura 17.

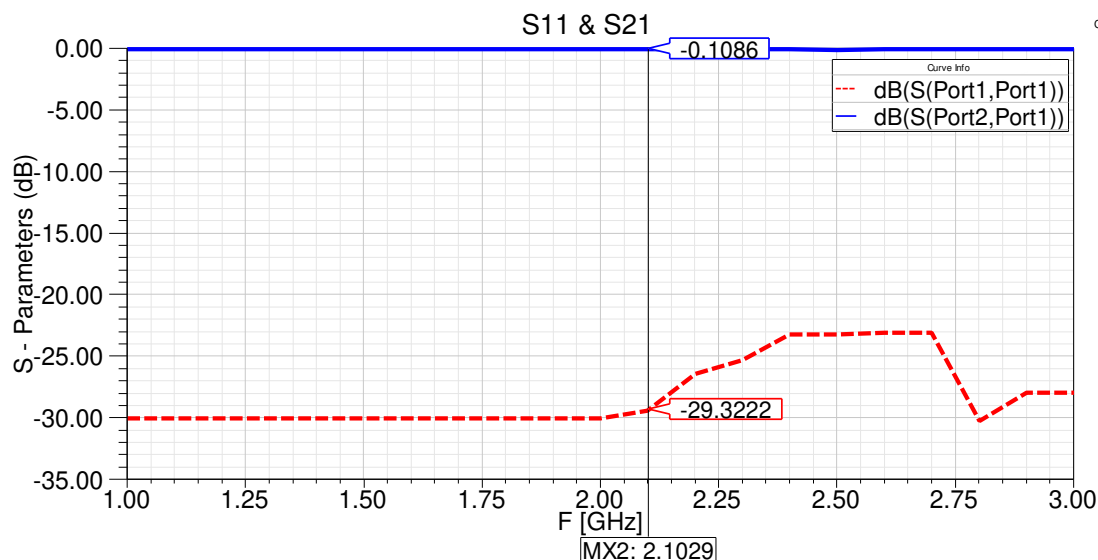


Figura 17: Resultados medidos para o Ressonador em Espiral da Figura 11, modificado para responder como bit "1".

A Figura 18 apresenta, em um mesmo gráfico, a resposta do ressonador, modelo eletromagnético (Figura 15) e os resultados medidos do protótipo construído. A diferença entre o resultado simulado e o prático, se dá, mais uma vez, pelo falo da indutância parasita inserida através dos conectores e soldas. A diferença apresentada não é significativa para esse projeto, pois, na faixa de operação indicada, ele não apresenta ressonância na linha, logo seu comportamento representa o bit “1”.

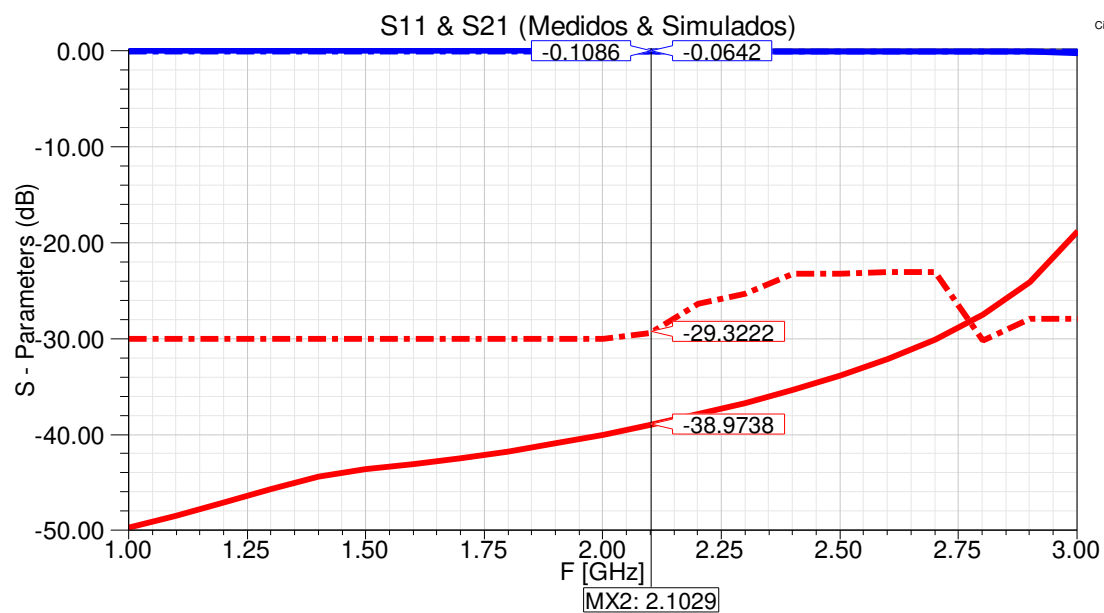


Figura 18: Comparação dos resultados medidos e simulados do ressonador em "1".

Capítulo 5

Proposta de um Ressonador Reconfigurável

Neste capítulo são descritas as motivações para a criação de um ressonador reconfigurável. São apresentados detalhes sobre o funcionamento do novo ressonador, as vantagens de se utilizar uma comutação óptica e as soluções propostas as atuais limitações da etiqueta *sem chip*.

5.1 Limitações da Etiqueta *sem chip*

Em alguns sistemas de comunicação (telefonia, rádio e TV), existe a necessidade de um intervalo de frequência entre os canais de comunicação para que não haja interferências. Nas etiquetas *sem chip* também é necessário deixar uma banda de guarda entre os ressonadores para que não haja interferência na leitura da mesma.

A alocação correta das ressonâncias no espectro é um importante requisito do projeto dessas etiquetas. Quanto maior o número de bits, maior será o número de ressonadores, conseqüentemente, maior a largura de banda ocupada. Isso acarreta em projetos mais complexos, antenas com banda larga, para a etiqueta e para o leitor.

Um trabalho publicado em [25] apresenta uma etiqueta com multirressonadores e o valor mínimo para uma banda de guarda. A Figura 19 mostra a resposta em frequência de uma etiqueta da literatura [24] contendo seis ressonadores. Nesse caso, podemos observar que dois deles possuem suas respectivas ressonâncias muito próximas, o que pode causar um erro de processamento pelo leitor do sistema.

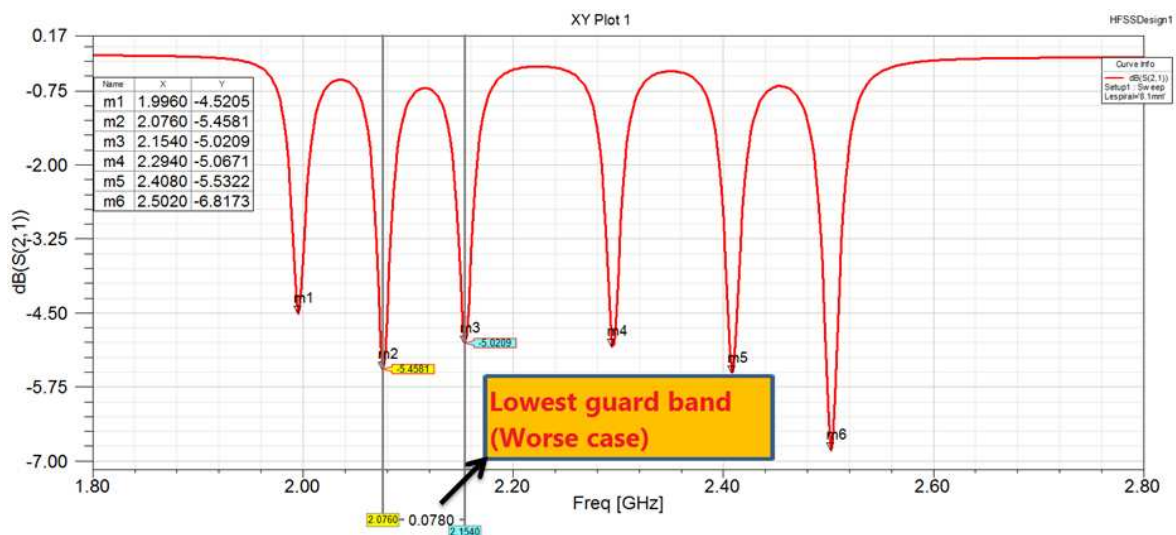


Figura 19: Ressonâncias dos seis bits da etiqueta sem chip de RFID.

Além do problema da largura de banda necessária, ao serem fabricadas, as etiquetas recebem uma assinatura espectral fixa, uma sequencia binária, cada ressonador representa um único bit, como apresentado no capítulo 4. Essa assinatura não pode ser alterada, ou seja, é necessário criar uma diferente etiqueta para cada objeto a ser identificado.

5.2 Técnica Proposta

A técnica proposta consiste em inserir uma chave óptica na estrutura do ressonador fazendo com que sua resposta em frequência dependa do estado da chave óptica. No estado *on* da chave a resposta em frequência do ressonador representa o bit “0” e no estado *off* da chave, a resposta em frequência representa o bit “1”. Dessa forma obtém-se um dispositivo reconfigurável opticamente.

Com a reconfiguração proposta, elimina-se a necessidade de uso de banda larga, já que nas etiquetas passivas sem *chip* há uma dificuldade em se alocar um número grande de bits na faixa de operação das antenas dessas etiquetas.

A escolha de chaves ópticas, do tipo fotocondutoras, ao invés de chaves interruptoras de rádio frequência ou de microondas, se justifica pelo fato de que as chaves fotocondutoras tem um

desempenho superior, exibindo uma mudança de estado extremamente rápida se comparadas aos interruptores de RF, os MEMS (*Micro Electro Mechanical Systems*) [26].

Por outro lado, a ideia proposta aqui, está em sintonia com uma tendência, cada vez mais frequente na literatura, as aplicações da fotônica integrada aos dispositivos de rádio frequência, que vêm crescendo de forma significativa. É possível encontrar na literatura vários dispositivos opticamente reconfiguráveis, tais como: antenas, filtros e linhas de transmissão, utilizando chaves de silício integradas a dispositivos de rádio frequência com o objetivo de realizar uma reconfiguração de suas características sem perdas de desempenho [27, 28]. A ideia de utilizar essa reconfiguração óptica em um ressonador da etiqueta sem *chip* foi publicada pela primeira vez em [3] como resultado desse projeto.

Capítulo 6

Simulações e Construção da Chave Óptica

Neste capítulo são apresentados os passos para o processo da construção de uma chave de silício a partir de trabalhos da literatura. São descritas as etapas de simulações computacionais realizadas para prever o comportamento da chave quando integrada a uma linha de transmissão.

6.1 O Semicondutor Silício

O silício é um semicondutor da família 4A, elemento abundante da Terra, de fácil dopagem e que pode formar, facilmente, o óxido de silício (isolante). É sólido, quebradiço, pardo na forma amorfa e cinza-escuro com brilho metálico na forma cristalina. Seu símbolo químico é Si. Atualmente, 95% dos dispositivos eletrônicos são fabricados com silício, como exemplo os seguintes dispositivos eletrônicos e optoeletrônicos [29]:

- Transistor
- Diodos
- Circuito integrado
- LEDS
- Detectores de infravermelho
- Células solares, etc.

Todos os semicondutores, em seu estado puro, têm ligação covalente, com quatro elétrons na camada de valência. No entanto, utiliza-se este material dopado, ou seja, inserindo impurezas que façam ligações covalentes com os átomos do silício, assim, dependendo da impureza ele poderá ser tipo "p" (condução devido às lacunas) ou tipo "n" (condução devido aos elétrons), como mostra a Figura 20.

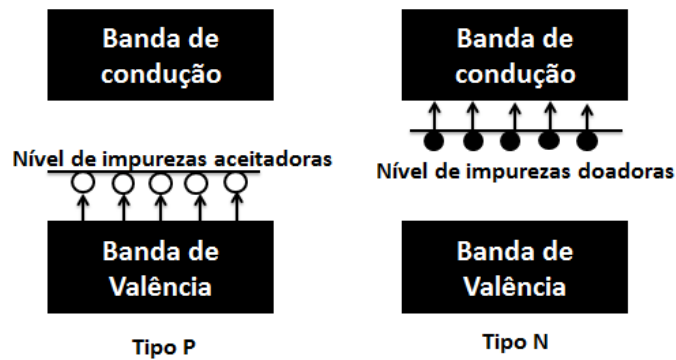


Figura 20: Esquema de níveis de energia de um cristal de silício tipo P e tipo N.

Os elétrons podem ser excitados para a banda de condução por energia elétrica, térmica ou óptica (fotocondução). Neste trabalho, o objetivo central é fazer a condução do silício por fotocondução. Quando a luz, com uma potência e comprimento de onda corretos, incide no silício, os elétrons absorverão energia dos fótons libertando transportadores de cargas [29].

Como ponto de partida para a realização da chave óptica neste projeto foi escolhida uma lâmina de silício do tipo N dopada com fósforo, de forma circular com espessura de 300 μm , como mostra a Figura 21.



Figura 21: Lâmina de silício tipo N.

6.2 Procedimento de Fabricação da Chave

Antes de 1970 não era possível a construção de dispositivos microeletrônicos utilizando o silício; pelo fato de haver resíduos na interface do dispositivo, ao alimentá-lo com corrente alternada, os resíduos provocavam condução em áreas que deviam ser isolantes, fazendo com que a confiabilidade do dispositivo caísse consideravelmente [30].

Em microeletrônica, tecnologia de alta velocidade, erros de 10% se tornam inadmissíveis. Ao descobrirem a causa dos erros nos dispositivos, que, com pouco tempo de uso se tornavam inúteis, criou-se um padrão para a limpeza das lâminas [29].

A chave de silício construída neste trabalho foi desenvolvida nos laboratórios do CCS (Centro de Componentes Semicondutores da Unicamp). Para conseguir a aparência com que as lâminas de silício chegam ao laboratório do CCS, diversas etapas já foram realizadas, que vai desde a extração do quartzo, sua redução em Si policristalino (grau metalúrgico), sua purificação em níveis de PPBA (grau eletrônico) até a obtenção de Si monocristalino a partir do Si policristalino fundido, resultando em tarugos que, uma vez laminados, deram origem às lâminas [29].

O procedimento para fabricação da chave após a chegada da lâmina foi simples, pois a lâmina já chega ao CCS com uma dopagem necessária para a construção de circuitos integrados, que também foi suficiente para desenvolver a chave óptica utilizada no atual trabalho.

A chave nada mais é que um pedaço da lâmina N com, aproximadamente, 25Ω de resistência com concentração de dopantes de $N_D = 1 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, cortada no tamanho especificado anteriormente. A Figura 22 mostra a lâmina cortada em pequenos pedaços retangulares com dimensões de 0.3 mm x 0.8 mm e espessura de 300 μm a serem utilizados como chaves ópticas.

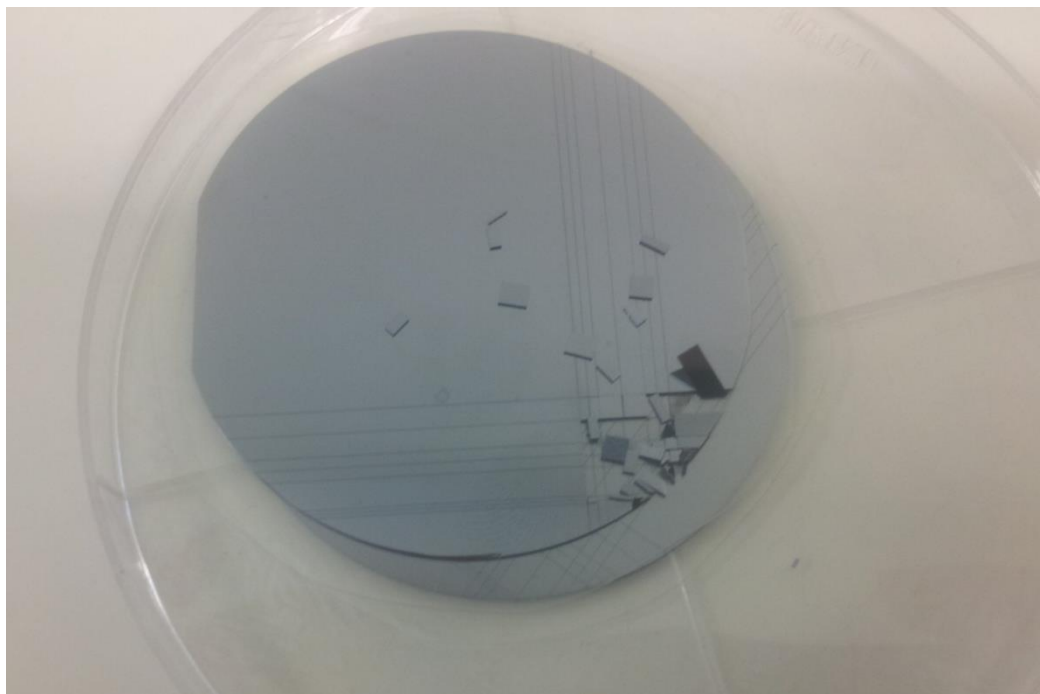


Figura 22: Lâmina de silício tipo N de forma circular e alguns pedaços da mesma, cortados em retângulos de 0.3mm x 0.8mm.

O tamanho da chave é proporcional ao *gap* utilizado nos ressonadores (Capítulo 4.2) quando estão em seu estado “1”. É o espaço necessário para que não haja continuidade na fita de cobre do ressonador em espiral.

Para cortar a lâmina em 0.3 mm x 0.8 mm, foi necessário terceirizar a tarefa. A lâmina foi cortada, então, pelo Centro de Tecnologia da Informação Renato Archer (CTI) em Campinas – SP.

Para certificar o tipo de condutividade da lâmina escolhida, utilizou-se a técnica de medição conhecida como "ponta quente" (Figura 23). O nome "ponta quente" se dá pela alta temperatura de uma das agulhas do equipamento que mede a condutividade, o gradiente de temperatura dá origem ao deslocamento de portadores. Quem define o sentido da corrente é o tipo de portadores majoritários da placa. No caso da lâmina P, as lacunas tendem a ir para a ponta fria, gerando um fluxo de lacunas no mesmo sentido da corrente. Na lâmina N, os elétrons tendem a se deslocar para a ponta fria. Porém, neste caso, a corrente tem o sentido contrário ao fluxo de elétrons. Deste modo, analisando o sentido da corrente, e não dos portadores majoritários, pode-se determinar o tipo da lâmina [29].



Figura 23: Medição da técnica conhecida como “ponta quente”.

Concluída a medição para a identificação do tipo de lâmina, foram realizados os cortes das chaves ópticas nas dimensões especificadas de 0.3 mm x 0.8 mm.

6.3 Simulação da Chave Óptica

Antes da construção do novo ressonador proposto com a chave de silício inserida na sua estrutura, foi necessário prever o comportamento desta. Para tal, utilizou-se uma técnica de simulação em duas etapas. Primeiramente se realizou uma simulação utilizando a teoria de circuitos de rádio frequência. Esta fase permitiu prever o comportamento teórico da chave óptica em estado de condução (*on*) e em estado de corte (*off*). Em uma segunda fase, foi realizada uma previsão, muito mais acurada, do comportamento da chave através de uma simulação eletromagnética utilizando o simulador HFSS. A ideia básica desta fase foi inserir a chave óptica numa linha de microfita e simular seu funcionamento, mostrando que é possível modificar de

forma controlada sua resposta em frequência, colocando a chave fotocondutora de silício em corte (sem iluminação) ou em condução (iluminada) como mostrado em [28].

Para conseguir o controle da chave, isto é, levá-la de corte a condução, ilumina-se a mesma utilizando um LASER (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*, ou seja, Amplificação da Luz por Emissão Estimulada de Radiação) de comprimento de onda de 980 nm e uma potência variável a ser aplicada conforme a dopagem do silício, nesse trabalho foi necessária uma potência de 17 mW.

Os fótons incidentes sobre o silício devem ter energia suficiente para mover elétrons da banda de valência para a banda de condução. Removendo a fonte de luz que incide no silício, ele volta para o seu estado anterior e, assim, o estado da chave é regulado pelas propriedades da fonte de luz. Quando iluminado o silício se comportará como um condutor, quando não iluminado terá o comportamento convencional do silício [31].

6.3.1 Simulação da Chave Óptica em Estado "on" Utilizando Teoria de Circuitos de RF

Para representar, de forma simplificada, o circuito equivalente de uma chave de silício em estado "on" tem-se um circuito RLC paralelo, com resistência de 50 Ω , indutância de 0.7 nH e capacitância de 0.1 pF (Figura 24), valores experimentais encontrados na literatura [31].

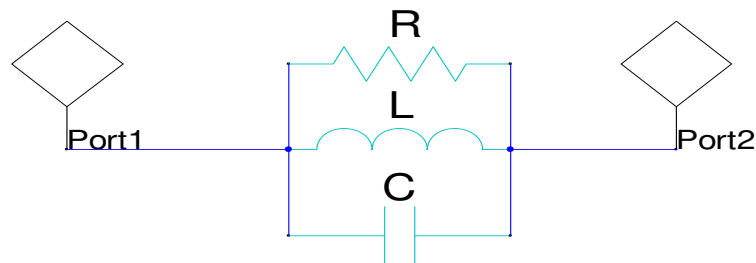


Figura 24: Modelo da chave óptica (baseado na teoria de circuitos de RF).

Esse circuito equivalente representa uma chave fechada na faixa de frequência do ressonador (Capítulo 4), isto é, na faixa de operação do ressonador da Figura 11, o circuito equivalente

apresentado não causará grande atenuação, da mesma forma que faria a chave óptica se ela estivesse iluminada.

O circuito da Figura 24 não pode ser usado para frequências distantes de 2 GHz, pois, é nessa faixa de frequência que o RLC está em ressonância e possui uma transmissão aceitável (mínimo valor da perda de inserção, S_{21} , Capítulo 2).

A Figura 25 apresenta a resposta em frequência do circuito acima. Observe que o valor de atenuação, S_{21} , introduzida pela chave, é muito menor que 1 dB, correspondendo ao caso de condução (chave "on"). E a perda de retorno, S_{11} , é muito menor que -10 dB, que é o limite prático aceitado para considerar que existe um bom casamento de impedância desse dispositivo com uma impedância de 50 Ω , típica dos dispositivos de RF [32].

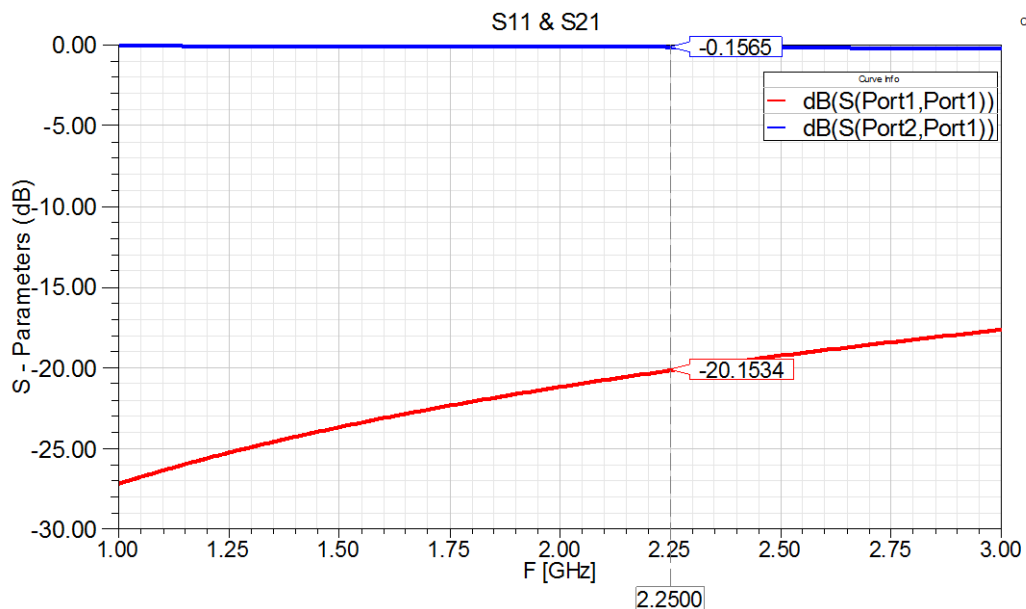


Figura 25: Comportamento teórico da chave óptica fechada.

Observe que em rádio frequência, modelar uma chave aberta ou fechada é simples, basta usar um circuito ressonante ou não respectivamente, na frequência desejada [32].

6.3.2 Simulação da Chave Óptica em Estado "on" Utilizando Teoria Eletromagnética

Para a realização da simulação eletromagnética adotou-se como estratégia inserir a chave óptica de silício numa linha de transmissão tipo microfita de 50 Ω , de impedância característica. Portanto, inicialmente, projetou-se a linha de microfita no substrato desejado. Posteriormente, foi montado um modelo dessa linha no simulador HFSS para aprimorar suas dimensões até conseguir seu melhor desempenho como linha de transmissão e, finalmente, foi inserida a chave óptica e avaliado comportamento da linha estando a chave em “on”..

Existem diferentes formulações para projetar a linha de microfita. Neste trabalho, adotou-se a teoria usada em [32]. Em baixas frequências (abaixo da faixa 3 GHz), os parâmetros característicos da linha de microfita podem ser encontrados pelas seguintes equações:

Para,

$$\frac{w_{eff}(0)}{h} \leq 1 \text{ tem-se:}$$

$$Z(0) = Z_c(f=0) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}(0)}} \ln \left[\frac{8h}{w_{eff}(0)} + \frac{w_{eff}(0)}{4h} \right] \quad (10)$$

$$\epsilon_{r,eff}(0) = \epsilon_{r,eff}(f=0) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \left\{ \left[1 + 12 \frac{h}{w_{eff}(0)} \right]^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left[1 - \frac{w_{eff}(0)}{h} \right]^2 \right\} \quad (11)$$

Para,

$$\frac{w_{eff}(0)}{h} > 1 \text{ tem-se:}$$

$$Z(0) = Z_c(f=0) = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}(0)}}}{\frac{w_{eff}(0)}{h} + 1,393 + 0,667 \times \ln \left[\frac{w_{eff}(0)}{h} + 1,444 \right]} \quad (12)$$

$$\varepsilon_{r,eff}(0) = \varepsilon_{r,eff}(f=0) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \times \left[1 + 12 \frac{h}{w_{eff}(0)} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (13)$$

onde:

$$\frac{w_{eff}(0)}{h} = \frac{w_{eff}(f=0)}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right], \text{ para } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (14)$$

$$\frac{w_{eff}(0)}{h} = \frac{w_{eff}(f=0)}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right], \text{ para } \frac{w}{h} < \frac{1}{2\pi} \quad (15)$$

Nas equações acima $\varepsilon_{r,eff}$ representa a constante dielétrica efetiva e W_{eff} representa a largura efetiva da linha. Utilizando-se as equações (10) a (15) projetou-se a linha de microfita, cujas dimensões foram posteriormente ajustadas no HFSS, resultando, finalmente, um comprimento de 15 mm, largura, $W = 2.2$ mm e altura, $h = 0.8$ mm, utilizando um substrato Duroid que possui permissividade elétrica, $\varepsilon_r = 2.2$. A Figura 26 mostra o modelo da linha montada no HFSS e a Figura 27 sua respectiva resposta em frequência, onde claramente se observa um ótimo desempenho de seu funcionamento, com uma perda de inserção ($S_{21} = -0.08$ dB), na frequência de interesse de 2.25 GHz e uma perda de retorno excelente ($S_{11} = -37$ dB).

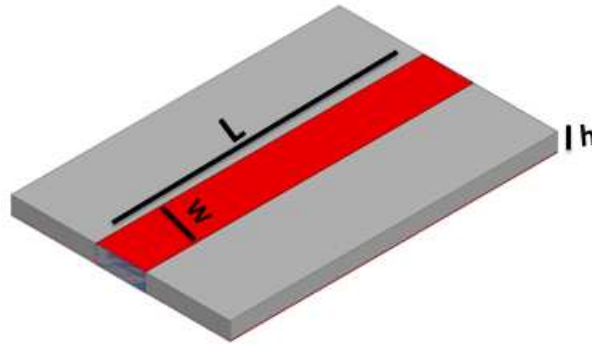


Figura 26: Modelo eletromagnético da linha de Microfita.

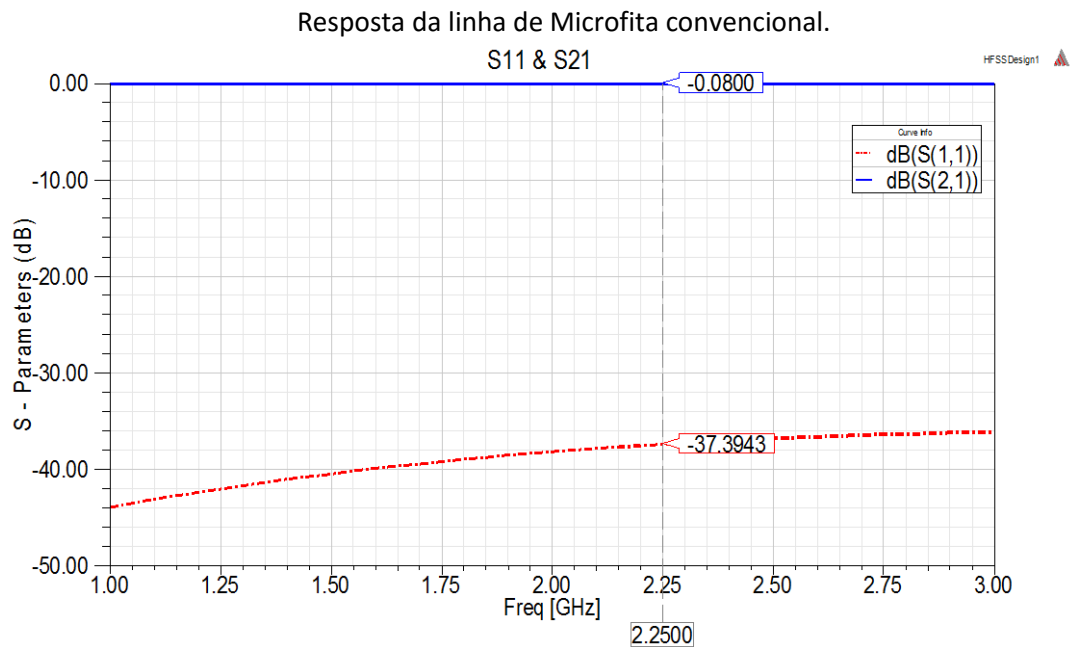


Figura 27: Resposta da linha de Microfita convencional.

Na linha já projetada, inseriu-se a chave em estado "on". Utilizou-se a ferramenta *lumped* RLC, um circuito RLC paralelo, igualmente apresentado na Figura 24, do HFSS.

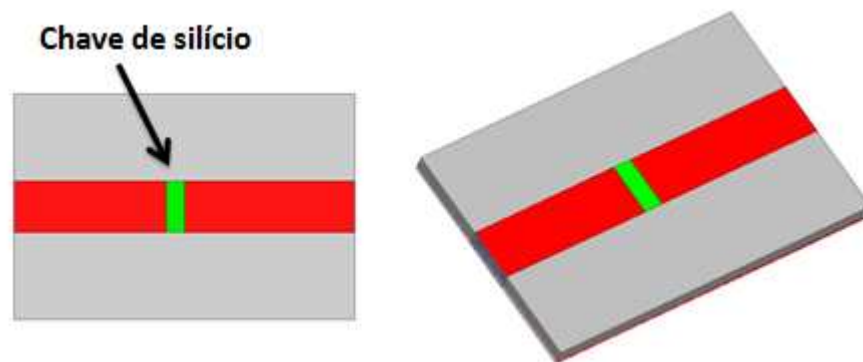


Figura 28: Modelo eletromagnético da linha de microfita com chave óptica (modelo RLC).

A Figura 29 apresenta a resposta em frequência da linha de microfita após a inserção da chave, verifica-se que houve um leve aumento da perda de inserção e um aumento da perda de retorno, que pode ser explicado pelo fato de que a inserção da chave causa um descasamento na linha. No entanto, os valores numéricos desses parâmetros mostram ainda um desempenho muito bom da linha de transmissão.

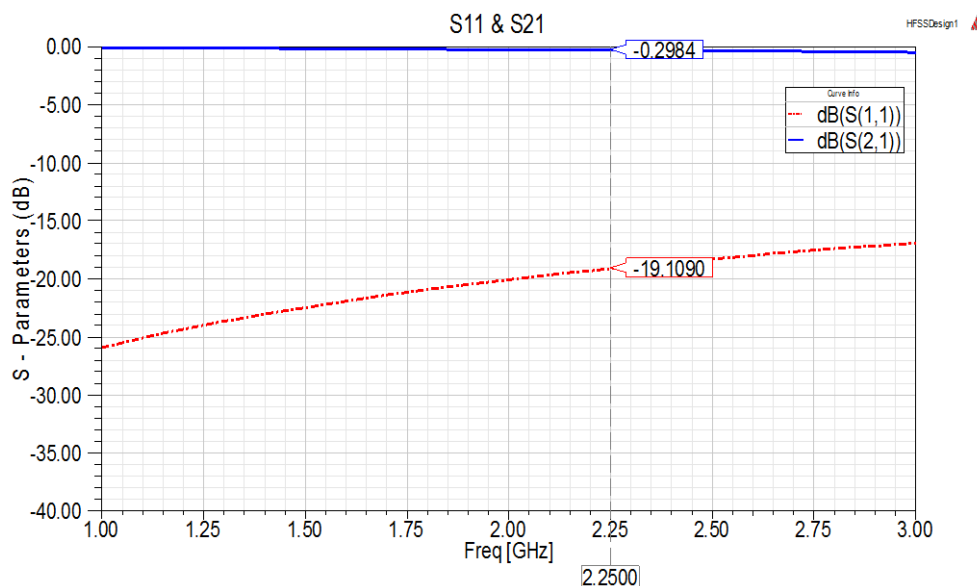


Figura 29: Resposta da linha de microfita com a chave "on" inserida.

A linha com chave inserida, (Figura 28) estando a chave em condução, não possui uma resposta idêntica a linha de transmissão sozinha (Figura 27), já que a impedância da chave, mesmo iluminada não é exatamente igual a da linha de microfita, no entanto, permanece com uma resposta aceitável, conclusão a que pode chegar-se observando os valores da perda de inserção e da perda de retorno da Figura 29.

6.3.3 Simulação da Chave Óptica em Estado "off" Utilizando Teoria de Circuitos de RF

Sem iluminação a chave de silício tem baixa condutividade e alta impedância. Os parâmetros do modelo RLC nesta situação mostram uma alta resistência e valores baixos de capacitância e indutância [31]. Depois de realizada a simulação, cujos resultados se oferecem na Figura 30, observa-se um alto valor de atenuação ($S_{21} = -24$ dB) que mostra o comportamento da chave em estado *off* na frequência desejada de 2.25 GHz.

Assim, o circuito equivalente proposto (Figura 24) representa muito bem o comportamento da chave óptica em estado aberto (com valor alto de resistência) e estado fechado (com os valores RLC apresentados) e justifica sua utilização nas simulações da linha de microfita.

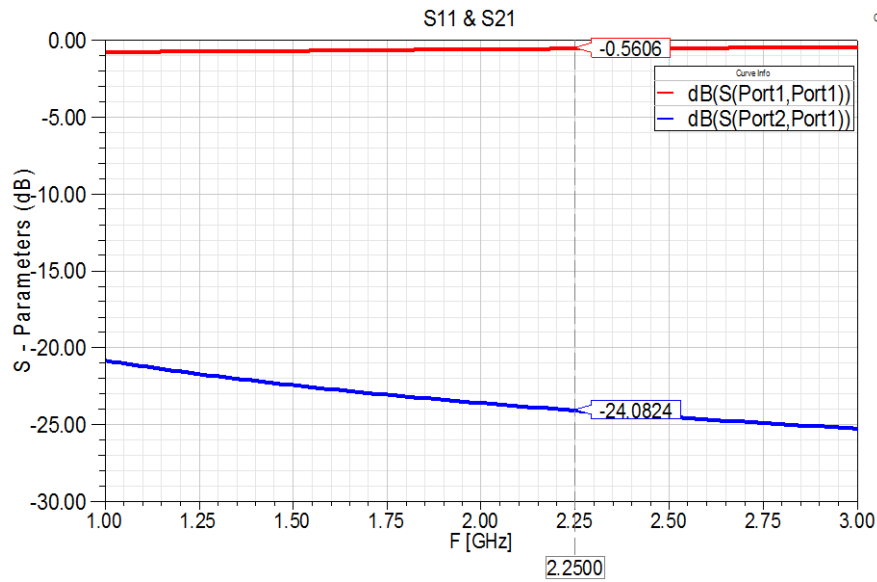


Figura 30: Comportamento teórico da chave óptica aberta.

6.3.4 Simulação da Chave Óptica em Estado "off" Utilizando Teoria Eletromagnética

A Figura 31 mostra o comportamento da chave aberta, "off", inserida na linha de microfita, depois de ser simulada no HFSS. O valor alto de S_{11} e o valor baixo de S_{21} , representam uma alta reflexão da porta 1 para 2 da linha, isso significa que não há uma boa transmissão. Logo, o estado da chave "off" é capaz de cortar a transmissão da linha, como desejado.

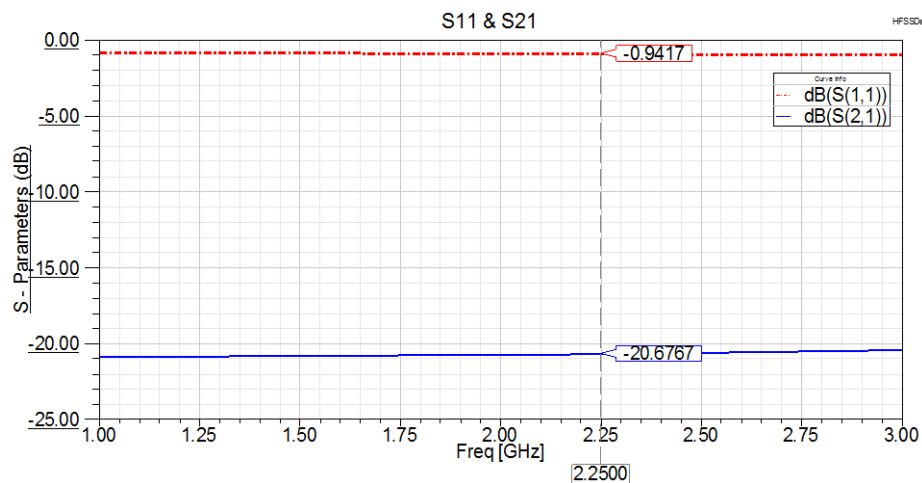


Figura 31: Resposta da linha de microfita com a chave inserida em estado "off".

De acordo com a Figura 31, pode-se afirmar que a chave em estado "*off*" possui um desempenho muito bom quando inserida na linha de transmissão, pois introduz uma atenuação de -20 dB que é mais do suficiente para atenuar o sinal que se propaga pela microfita.

Os testes realizados, até agora, foram inspirados no trabalho apresentado em [31], no entanto, para outra frequência de operação e utilizando um circuito equivalente simplificado para modelar a chave de silício.

O próximo capítulo desta dissertação mostrará uma contribuição inédita até o momento, que consiste na inserção de uma chave óptica de silício num ressonador em espiral, similar aos utilizados nas etiquetas sem *chip* de RFID.

Capítulo 7

Simulação e Construção de um Novo Ressonador

Neste capítulo são descritos os passos que levaram à concepção de uma etiqueta opticamente reconfigurável, operante na banda de 2.25 GHz, de acordo com as especificações do sistema RFID. São apresentados detalhes sobre as etapas de simulação computacional, fabricação e medição do ressonador, dos quais se podem extrair informações relevantes para a reprodução do dispositivo. Ao final do capítulo, serão apresentadas algumas considerações sobre a primeira contribuição da tese.

O objetivo da inserção da chave no ressonador é fazer com que sua resposta em frequência possa ser modificada sem modificar fisicamente sua estrutura. Quando um ressonador está construído para ressonar numa dada frequência de operação do sistema, ele ressonará sempre, mostrando sua resposta na sua faixa de frequências de operação. Com a presença de uma chave óptica inserida no ressonador, podemos controlar se ele ressonará ou não, logo, tem-se que um único ressonador, o qual pode ser lido como “0” ou como “1”, dependendo do estado da chave inserida. Simulações realizadas no software HFSS foram necessárias para prever o comportamento do novo ressonador reconfigurável proposto antes da construção de um protótipo do mesmo.

7.1 Chave em "on", Ressonador em "0"

O primeiro teste realizado foi a inserção da chave no ressonador (Figura 32). No modelo eletromagnético foram colocados os valores dos parâmetros da chave obtidos modelo teórico (Figura 24), obtendo-se uma resposta que é apresentada na Figura 33:

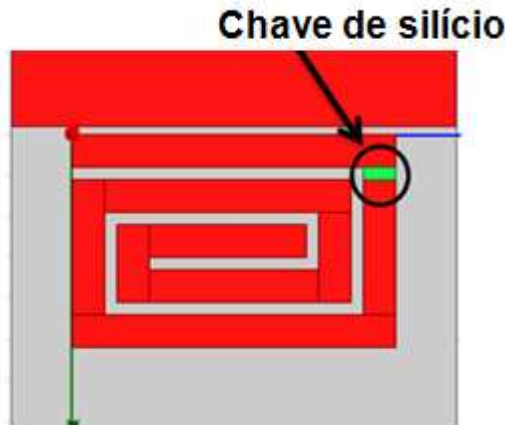


Figura 32: Chave em "on" inserida no ressonador.

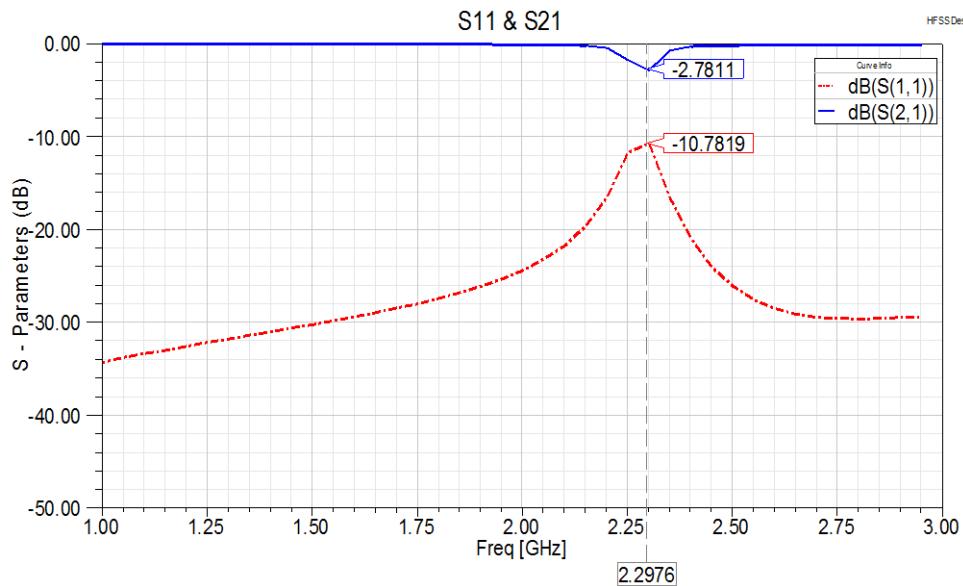


Figura 33: Resposta em frequência do Ressonador com a chave em estado "on".

Como se observa na Figura 33 não houve degradação na resposta do ressonador, apenas um deslocamento em frequência, menor que 10 MHz, o que não afetará seu desempenho, pois pode ser ajustado no momento da projeção do ressonador, apenas variando o parâmetro S_1 de sua geometria (Figura 9 do capítulo 4). Foi necessário, então, verificar a tolerância do ressonador perante as alterações dos parâmetros RLC (circuito que representa a chave), para validar sua futura fabricação. Para isso, utilizou-se um recurso do software HFSS chamado "*Optimetric*", que permitiu variar os valores RLC do modelo da chave, em aproximadamente 10% de diferença

no valor do componente de forma aleatória, obtendo-se assim as seguintes curvas apresentadas na Figura 34.

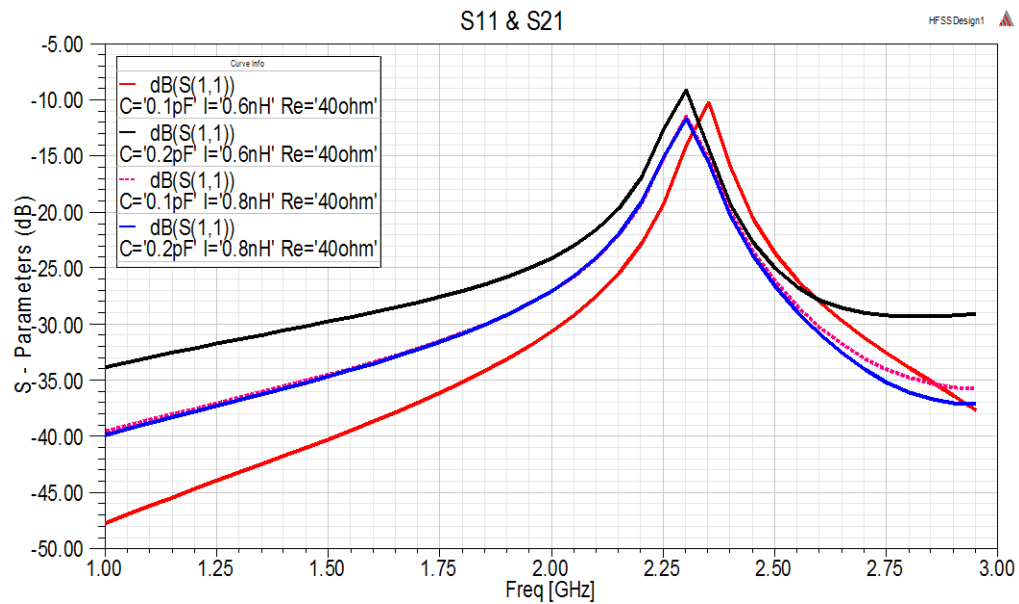


Figura 34: *Optimetric* variando os valores RLC.

Essas curvas demonstram que mesmo variando os parâmetros do modelo isso não provocará mudanças no desempenho do ressonador, apenas pequenos deslocamentos de frequência que podem ser corrigidos ou compensados com pequenos ajustes dos parâmetros geométricos do ressonador.

Após as simulações realizadas no HFSS, inseriu-se a chave de silício (apresentada no capítulo 6) no ressonador em espiral (apresentado no capítulo 4). A Figura 35 apresenta o ressonador com a chave de silício inserida.

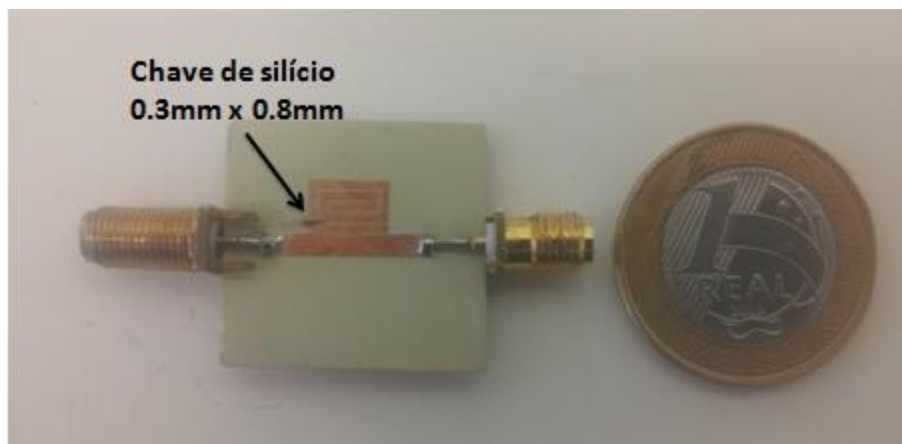


Figura 35: Chave de silício inserida no ressonador.

Para verificar o funcionamento do ressonador com a chave de silício inserida, utilizou-se um LASER de 980 nm e com potência de 17 mW iluminando diretamente a chave, como mostram as Figuras 36 e 37.



Figura 36: Chave iluminada, "on", inserida no ressonador.

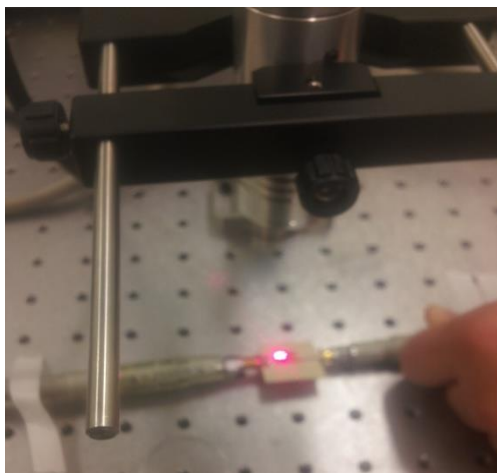


Figura 37: Iluminação da chave de silício.

Para comparar o protótipo construído com o modelo simulado no HFSS é apresentada na Figura 38 a resposta em frequência de ambos. Em tracejado tem-se a resposta experimental do protótipo construído e em traço contínuo a resposta do modelo simulado.

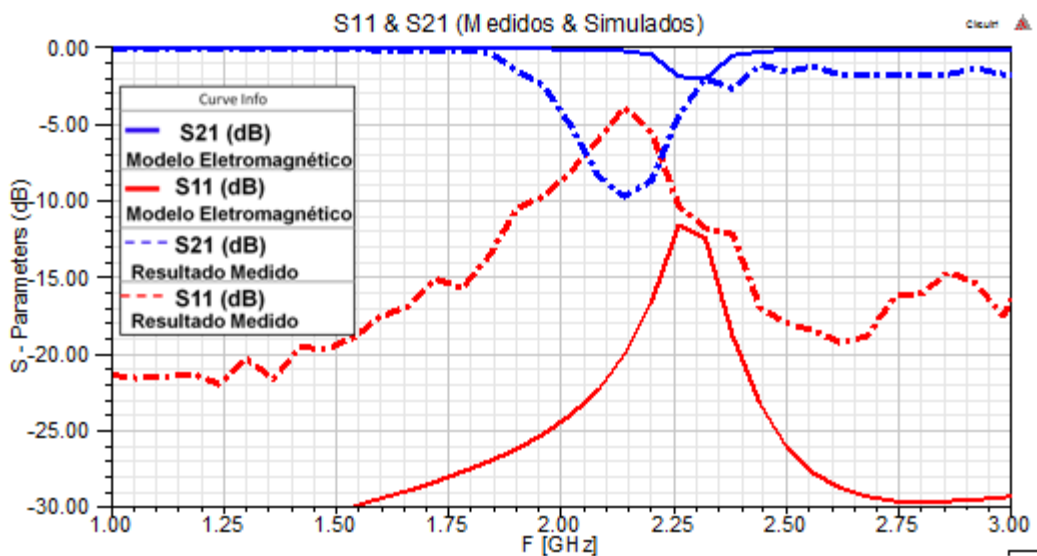


Figura 38: Gráfico comparativo do modelo eletromagnético e construído do ressonador com a chave de silício em "on".

Observe que há alteração na largura de banda do ressonador e deslocamento em frequência de sua ressonância, no entanto, como o projeto é baseado em um único ressonador, não há requisito

de largura de banda ocupada, desde que ela esteja dentro da frequência de trabalho do sistema. A diferença entre o modelo eletromagnético e o construído é decorrida de vários fatores, dentre eles, a indutância parasita dos conectores do protótipo construído, que não foi levada em conta no modelo eletromagnético. No entanto, a resposta adquirida com o protótipo construído é aceitável, e pode perfeitamente ser utilizada em produtos comerciais.

7.2 Chave em "off", Ressonador em "1"

O objetivo de um ressonador reconfigurável é conseguir que a etiqueta possa comportar várias palavras códigos, aproveitando o comportamento duplo do ressonador proposto, que poderá responder em dois estados "1" ou "0". A resposta para o bit "0" foi apresentada na seção anterior com a chave ligada, ou seja, o silício sendo iluminado.

A implementação do bit "1" com a chave óptica inserida no ressonador, será apresentada nessa seção. Anteriormente no capítulo 4 (Figura 15), para representar o bit "1", basta que ele não ressoe na frequência de operação do sistema. Para o novo ressonador apresentado com a chave de silício, é possível obter "1" apenas deixando de iluminar o silício. Quando não iluminada, a chave de silício não irá conduzir, logo, teremos uma descontinuidade na espira, vimos que uma descontinuidade é suficiente para interromper a ressonância do mesmo.

Para os testes no simulador eletromagnético HFSS, utilizamos a chave inserida no ressonador com uma impedância alta, aumentando a resistência do circuito RLC mostrado anteriormente na Figura 24. A Figura 40 mostra o modelo usado sua respectiva resposta em frequência na Figura 41.

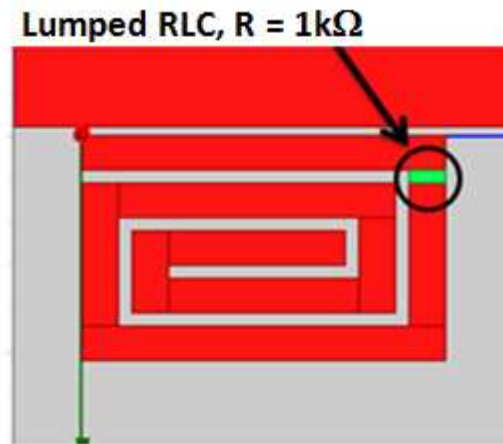


Figura 39: Ressonador "1" com chave em "OFF".

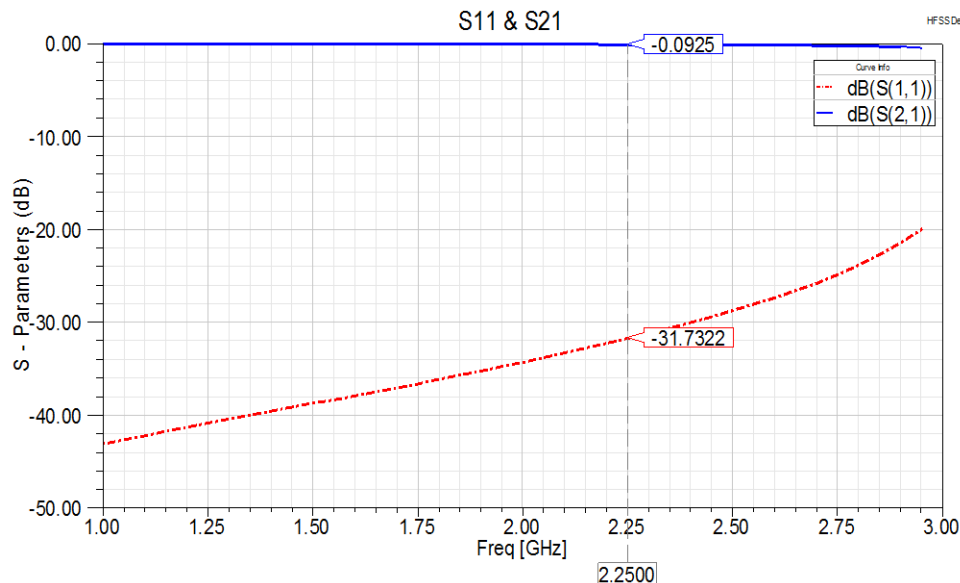


Figura 40: Resposta em frequência para o ressonador "1", chave "off".

Com esta proposta, existe a possibilidade de alterar o estado da etiqueta a qualquer momento através de uma simples comutação óptica de liga e desliga. Em termos práticos remover a ressonância de uma dada frequência, significa obter um deslocamento em frequência, de tal forma que, ao verificar o comportamento do ressonador, este não mostre ressonância na frequência de operação em que foi projetado. Na Figura 42 tem-se a resposta medida do ressonador para a chave em estado "off" do protótipo construído.

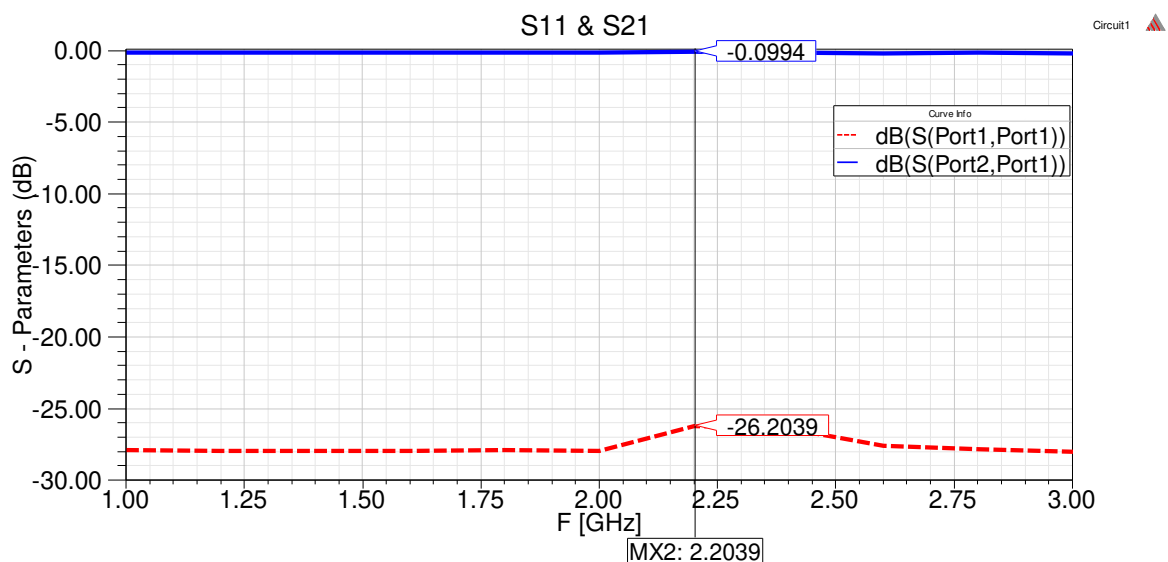


Figura 41: Resposta do protótipo construído, ressonador em "1", chave em "off".

Para comparar o protótipo construído com o modelo simulado no HFSS é apresentada na Figura 39 a resposta em frequência de ambos. Em tracejado tem-se a resposta medida do protótipo construído e em traço contínuo a resposta o modelo simulado.

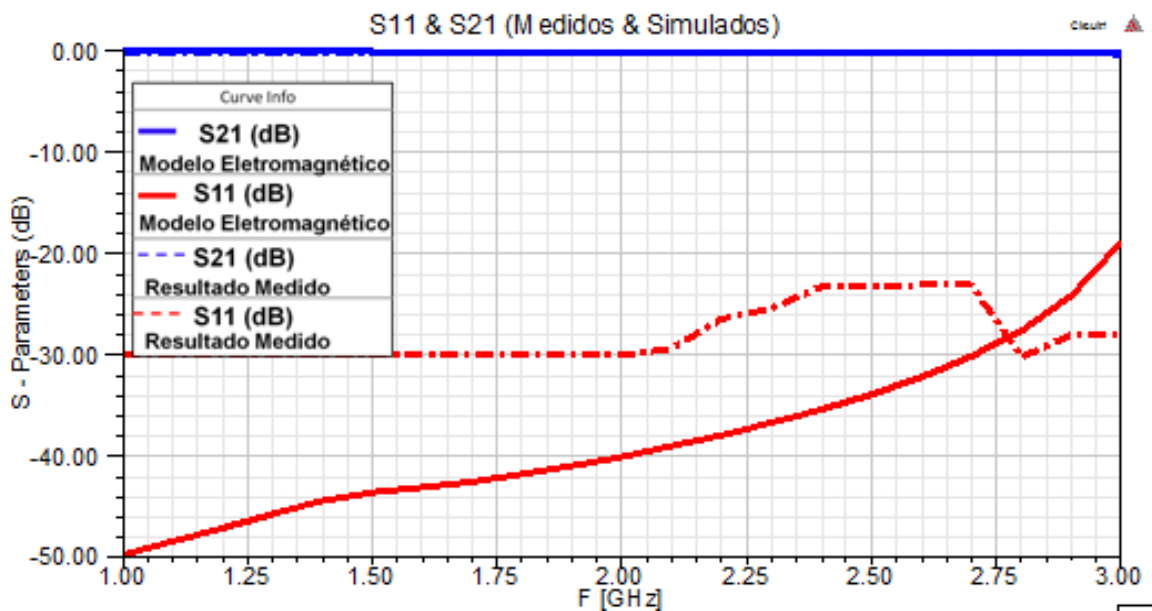


Figura 42: Gráfico comparativo das respostas em frequência do modelo eletromagnético e do protótipo construído do ressonador com a chave de silício em "off".

Observe na Figura 42 o pequeno valor de atenuação S_{21} obtido em ambos os casos, mostrando que não há absorção de energia por parte do ressonador em toda a banda, ou seja, o ressonador não ressona, devido a não condução da chave óptica. Também, a não ressonância deixa, praticamente, inalterável a impedância a entrada da linha e, por tanto, existe um casamento. A perda de retorno (representada pelo parâmetro S_{11}) é muito pequena menor do que -20 dB em toda a banda.

7.3 Considerações sobre a primeira contribuição

Este capítulo descreveu os resultados alcançados da primeira contribuição da tese aos sistemas RFID. A proposta de uma etiqueta reconfigurável se consolida através das medições práticas do protótipo do ressonador com a inserção da chave de silício. O ressonador apresenta vantagem de ser facilmente comutado a partir da iluminação de um laser. Pode ser projetado para outras frequências alterando a geometria do ressonador em espiral.

Capítulo 8

Projeto de um LNA para Leitores de RFID

Este capítulo apresenta a segunda contribuição da tese. O projeto prático de um amplificador de baixo ruído para leitores de sistemas RFID. Uma introdução aos LNA's é apresentada e seus principais requisitos de projeto. É descrita a metodologia utilizada para o desenvolvimento teórico (modelo circuital criado no software Designer). No final do capítulo um modelo eletromagnético computacional é simulado e seus resultados se mostram satisfatórios para uma futura fabricação do protótipo.

8.1 Introdução aos Amplificadores de Baixo Ruído

Nos leitores de RFID um importante dispositivo é o LNA. Responsável pela amplificação do sinal recebido pela antena, ele quem determina a sensibilidade do leitor. A amplificação dos sinais no leitor deve ser realizada em regime linear e incorporando a menor potência de ruído possível. Satisfazer esse objetivo implica no projeto de Amplificadores Lineares de Baixo Ruído [33]-[34].

Sendo assim, pode afirmar-se que em sistemas de microondas, o LNA é o bloco mais importante de um receptor, uma vez que é a primeira fase do percurso do sinal de entrada. Os principais objetivos na concepção de um LNA são: conseguir que ele incorpore o nível de ruído mais baixo possível, alto ganho e alto isolamento reverso, além de ter um comportamento linear.

Os LNAs estão presentes em vários dispositivos de microondas. Especificamente nos leitores dos sistemas sem *chip* de RFID, as exigências para a minimização do ruído são extremamente rigorosas, pois esses sistemas trabalham com etiquetas passivas que retroalimentam para o leitor. Níveis extremamente baixos de sinal e muito ruído podem causar erros no processamento adequado dos sinais. Portanto, um bom desempenho do LNA melhora a sensibilidade do leitor para receber sinais mais fracos e isso significa um aumento no alcance da comunicação do leitor

com a etiqueta. A Figura 43 apresenta o diagrama de blocos de um leitor típico para sistemas de RFID sem *chip*.

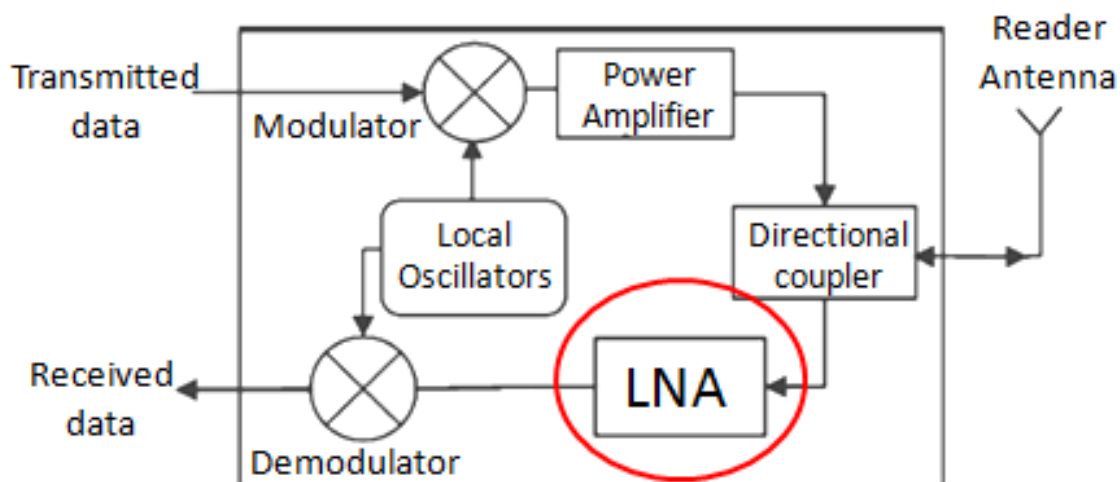


Figura 43: Diagrama de blocos típico de um leitor de RFID sem *chip*.

A linearidade e a operação com a menor figura de ruído possível contribuem para a otimização da relação sinal-ruído na operação do leitor, mas esses parâmetros não são os únicos requisitos que o LNA deve cumprir ao operar em sistemas RFID. Também são exigidas baixas perdas de retorno à entrada do dispositivo, alto ganho, estabilidade e largura de banda suficiente para operação do sistema, pois a codificação por assinatura espectral das etiquetas sem *chip* exigem grandes larguras de banda de operação.

Esses requisitos não são fáceis de alcançar, se levar em conta que a maioria dos transistores disponíveis, tem um comportamento em frequência, tal que, as condições ótimas de casamento de impedância são muito diferentes das condições ótimas para operação com baixo ruído. Por tal motivo, em geral, quando priorizamos o desempenho de ruído, tem-se um desfavorecido casamento de impedância de entrada e, conseqüentemente, compromete-se o ganho de potência do amplificador. Precisamente, a contribuição desta seção, é uso de uma metodologia efetiva que, utilizando de forma combinada softwares de simulação de circuitos de RF e softwares de simulação eletromagnética, permite projetar LNAs satisfazendo adequadamente as exigências de ruído sem sacrificar, nem o casamento de impedância do amplificador, nem seu ganho de potência.

8.2 Requisitos Iniciais Impostos ao Projeto do LNA

Foram adotados os seguintes requerimentos de projeto para o amplificador proposto: estabilidade em toda a banda de operação do transistor utilizado, isto é, desde 0 GHz até 20 GHz, figura de ruído menor que 1 dB, casamento de impedância do amplificador com linhas de 50 Ω , isto significa que a perda de retorno (parâmetro S_{11} , deve satisfazer a condição: $S_{11} < -10$ dB), ganho de potência do transdutor maior que 25 dB e largura de banda de pelo menos 200MHz. Os requisitos impostos são melhores que a maioria dos LNAs utilizados em leitores de RFID do mercado, como exemplo o MAX2641 da Maxim, que possui um NF de 1,3 dB e um ganho de 14.4 dB [35].

8.3 Metodologia utilizada para o projeto do LNA

A metodologia seguida para o projeto do LNA é composta por três etapas: calculo teórico, simulações eletromagnéticas e *layout*. Na primeira etapa, tem-se a resolução das equações de circuitos de RF utilizando o software Designer. Ao final dessa etapa, é possível estabelecer as metas teóricas de serem alcançadas no projeto do amplificador. Numa segunda etapa, o projeto é novamente calculado utilizando um software de simulações eletromagnéticas 3D, que permite avaliar os efeitos reais da montagem do amplificador na prática. A última etapa é o projeto do *layout* do dispositivo, aonde é definido o tamanho final, caixa metálica etc.

As etapas citadas à cima são fracionadas nas seguintes tarefas:

- Escolha do transistor e análise do *datasheet*.
- Estabilização do transistor
- Casamento de entrada e de saída do transistor
- Redes de casamento e polarização do transistor
- Projeto com abordagem eletromagnética
- Layout

8.3.1 Escolha do transistor e análise do *datasheet*

Escolher um transistor para um amplificador de rádio frequência é mais complicado do que escolhê-lo para outra aplicação. Trata-se de escolher características como: ganho e figura de ruído que atendam os requisitos da aplicação pretendida. Uma primeira etapa para a escolha do transistor é decidir as frequências de operação. Uma escolha inadequada pode afetar outras especificações. Para fazer a escolha do transistor, avalia-se o *datasheet*, do qual, descreve o comportamento do transistor em função da frequência.

O transistor utilizado para o projeto foi o FHX76LP, pode-se encontrar o *datasheet* em [36]. As Figuras 44, 45 e 46 mostram os parâmetros mais importantes do *datasheet* que devem ser avaliados.

NOISE PARAMETERS				
$V_{DS}=2V, I_{DS}=10MA$				
Freq. (GHz)	Γ_{opt}		NFmin (dB)	Rn/50
	(MAG)	(ANG)		
2	0.79	12.5	0.28	.24
4	0.62	30.0	0.29	.20
6	0.50	54.1	0.30	.16
8	0.41	83.6	0.32	.12
10	0.35	117.3	0.35	.08
12	0.32	153.8	0.40	.06
14	0.30	-168.0	0.48	.06
16	0.29	-129.5	0.60	.09
18	0.29	-91.8	0.72	.14
20	0.29	-56.3	0.91	.19

Figura 44: Parâmetros de ruído Extraído do *Datasheet*.

Como a frequência de trabalho desejada está entre 2GHz à 4GHz, observa-se que o transistor tem uma excelente figura de ruído mínima entre 0.28 a 0.29 dB. No entanto, essa figura de ruído mínima somente seria alcançada se o casamento fosse realizado exatamente para o valor do Γ_{opt} , com magnitude de 0.79 e ângulo de 12.5 para a frequência de 2GHz. Esses valores mínimos de ruído se referem exclusivamente ao transistor, mas na prática, não se alcança esses valores, pois o transistor é inserido num circuito onde existem mais componentes do projeto completo que

causam ruído no sistema, como resistores, capacitores, indutores, além das linhas de transmissão. Na Figura 45 temos o comportamento do ganho do transistor versus frequência, na frequência de operação desse projeto, o transistor mostra um maior ganho possível, na ordem de 20 dB.

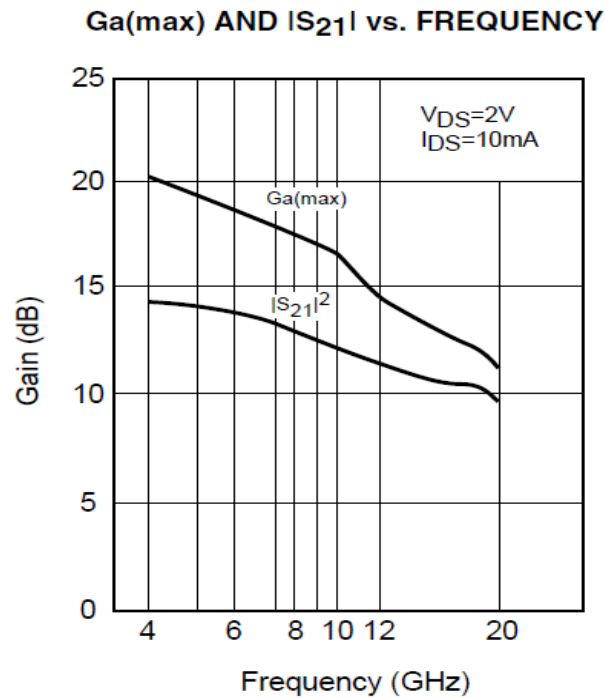


Figura 45: Ganho máximo extraído do *datasheet*

A Figura 46 permite decidir o ponto de operação em que será polarizado o dispositivo, nesse projeto utilizou-se o ponto de -0.4V de tensão entre fonte-porta.

Uma vez escolhido o ponto de operação, buscou-se seu arquivo de parâmetros S, oferecido pelo fabricante. Inseriu-se o mesmo no software Designer para as simulações circuitais.

Os parâmetros S são funções do sinal de alimentação DC, da temperatura e do nível de sinal aplicado [37]. A abordagem com parâmetros S aplicam-se apenas às condições de estado estacionário.

DRAIN CURRENT vs. DRAIN-SOURCE VOLTAGE

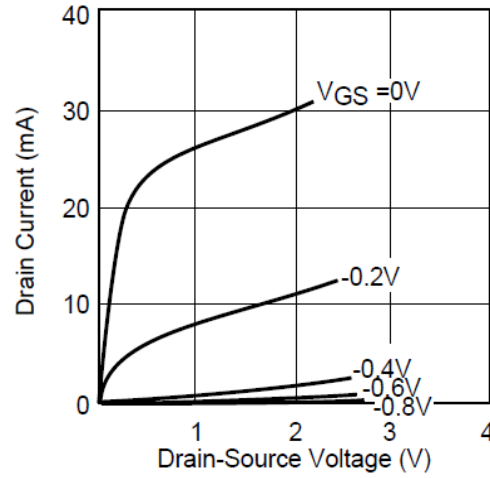


Figura 46: Corrente de dreno & tensão de fonte-dreno extraído do *datasheet*

8.3.2 Estabilização do transistor

Comumente, em projetos de amplificadores, ocorre a desagradável experiência de verificar uma oscilação ao invés do comportamento de amplificação pretendido, dentre as causas de oscilação temos a instabilidade [37, 38].

A estabilidade de um LNA é um importante fator na sua concepção, refere-se à imunidade a oscilações espúrias e pode ser determinada a partir do conjunto de parâmetros S fornecido pelo fabricante do transistor. Dos principais métodos existentes para a análise de estabilidade, escolheu-se a análise numérica, que consiste em calcular um termo chamado *Rollet's stability factor* (fator de estabilidade Rollet, também conhecido como fator K). Para garantir a estabilidade, é necessário que $K > 1$ e $|\Delta| < 1$ de acordo com as equações 16 e 17 podem-se calcular ambos os termos [38].

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|} \quad (16)$$

$$(17)$$

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

Um termo também utilizado para verificar a estabilidade de um amplificador é o fator MU, o qual na realidade é o conjunto simplificado da condição de K e $|\Delta|$, e verifica-se a estabilidade quando $MU > 1$ na frequência desejada.

$$MU = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - (\Delta)S_{22}^*| + |S_{21}S_{12}|} \quad (18)$$

Calcular o parâmetro de estabilidade MU para nos dar uma indicação sobre se um dispositivo é oscilante ou não, ou se é condicionalmente ou incondicionalmente estável se torna prolixo, logo se utiliza softwares como Designer e ADS para verificar graficamente a estabilidade do transistor. A Figura 47 apresenta o fator MU do transistor FHX76LP.

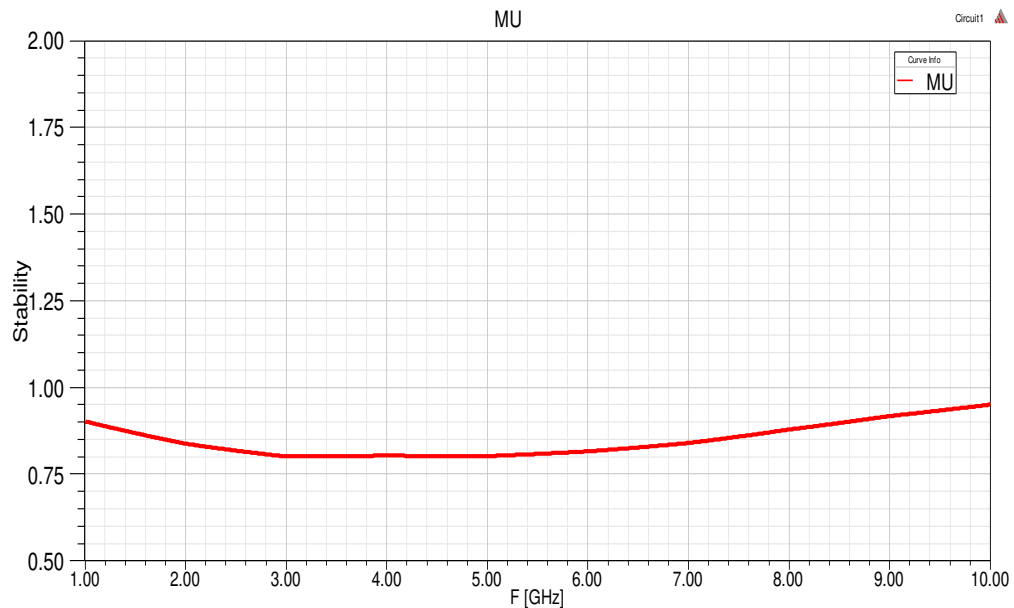


Figura 47: Fator MU do transistor

Observe na Figura 47 que o transistor não é estável, pois o parâmetro μ é menor que a unidade em várias frequências. Para estabilizá-lo, usou-se a técnica de um resistor em série inserido na saída do dispositivo [34], como mostra a Figura 48.

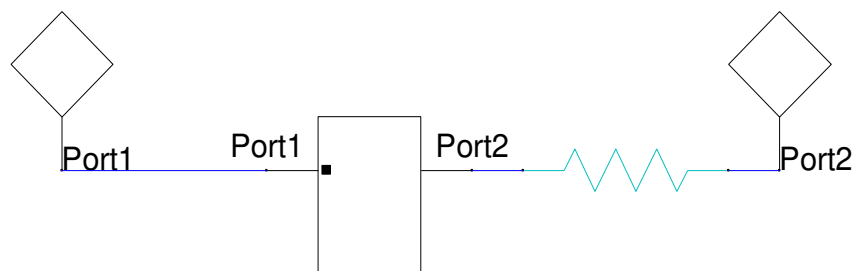


Figura 48: Técnica de estabilização

Uma vez inserido o resistor serie 70Ω , voltou-se a calcular o parâmetro μ e seu comportamento em frequência é mostrado na Figura 49. Observe, agora, como o parâmetro μ é maior que a unidade numa ampla faixa de frequências, inclusive na banda de operação desejada de 2 a 4 GHz.

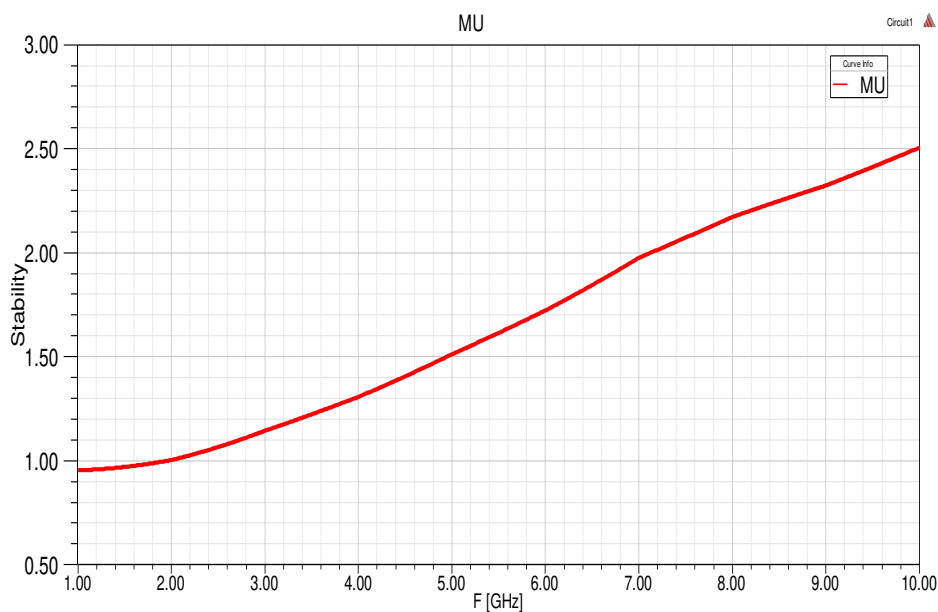


Figura 49: MU estável na faixa de operação do transistor

8.3.3 Casamento de Entrada do Transistor

A estratégia proposta para projetar o LNA casado na entrada e, satisfazer todos os requerimentos impostos, é mostrada na Figura 50. A ideia consiste em projetar o estágio inicial do amplificador, fazendo uso de uma estrutura balanceada, comumente utilizada nos amplificadores de potência [39].

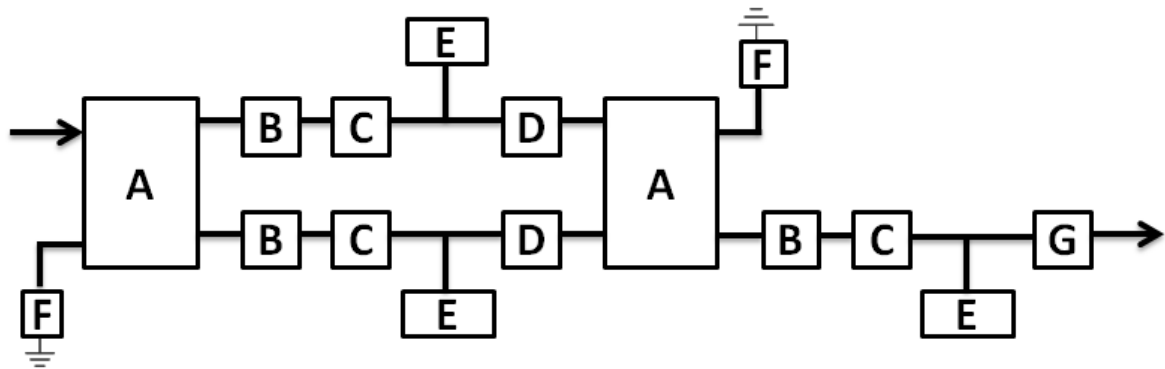


Figura 50: Estratégia de projeto de circuito do LNA

Na figura 50, **A** é uma híbrida de 3dB; **B** é uma rede que consegue simultaneamente a polarização de *gate* e o casamento do transistor para mínima figura de ruído; **C** é o transistor já estabilizado (Figura 48); **D** é a rede de casamento de impedâncias na saída do primeiro estágio; **E** é a rede de polarização de *Drain*; **F** é a carga da porta isolada da híbrida e **G** é a rede de casamento de impedâncias na saída do segundo estágio.

Observe a utilização de híbridas na concepção do projeto. As híbridas são dispositivos muito utilizados nos circuitos de microondas, podem realizar funções de *splitters* e/ou *combiners* de sinais, aproveitando as distribuições de fase que se estabelecem nas suas portas de acesso. Em particular, o acoplador híbrido em quadratura é um dispositivo composto por 4 linhas de microfita de 90 graus de comprimento elétrico cada e 4 portas de acesso, como mostra a Figura 51. Os valores das impedâncias características das linhas longitudinais e transversais podem ser calculados utilizando as seguintes expressões [39, 40].

$$Z_{0s} = Z_0 \sqrt{1 - C} \quad (18)$$

$$Z_{0p} = \sqrt{\frac{1 - C}{C}} \quad (19)$$

Onde, $\underline{C}$ é o fator de acoplamento da híbrida. Para entender melhor o parâmetro $\underline{C}$, é necessário se remeter ao princípio de funcionamento da híbrida, isto é, quando um sinal é aplicado a porta 1, este se divide em dois sinais acoplados que aparecem nas portas 2 e 3, defasados de 90 graus entre si, devido aos comprimentos elétricos das linhas. $\underline{C}$, não é mais do que o fator de proporcionalidade das amplitudes dos sinais das portas 2 e 3 com respeito ao sinal da porta 1. Para uma híbrida ideal sem perdas, $\underline{C} = 0,5$, indicando que a potência do sinal incidente pela porta 1 se dividiu exatamente pela metade ao emergir pelas portas 2 e 3.

Observe que a combinação de fase dos braços da híbrida é tal que, os sinais que chegam à porta 4 se superpõem com fases opostas, cancelando-se entre si. Por esse motivo, a porta 4 desse dispositivo é comumente chamada de porta isolada, onde uma carga casada, com a impedância dessa porta, é colocada para dissipar qualquer resíduo de sinal que persistir. As reflexões produzidas por descasamento de impedância provenientes dos blocos **B** e **C** (Figura 50) entram na híbrida pelas portas 2 e 3 em sentido contrário. Ambos os sinais, refletidos, se somam com fases opostas na porta isolada da híbrida (bloco **F**). Uma resistência de 50Ω é colocada nessa posição (Figura 51) para consumir em forma de calor a potência refletida restante.

Na porta 1 da híbrida, o sinal refletido que entra pela porta 2, se soma em fase com o sinal de entrada, de acordo com os comprimentos da linha em relação ao comprimento de onda central do projeto e as impedâncias características (Figura 51). Dessa forma, a porta de entrada do amplificador (porta 1 da híbrida) não sofre o efeito nocivo das reflexões, significa que, na prática, a entrada do amplificador está casada e, portanto, a perda de retorno será a menor possível.

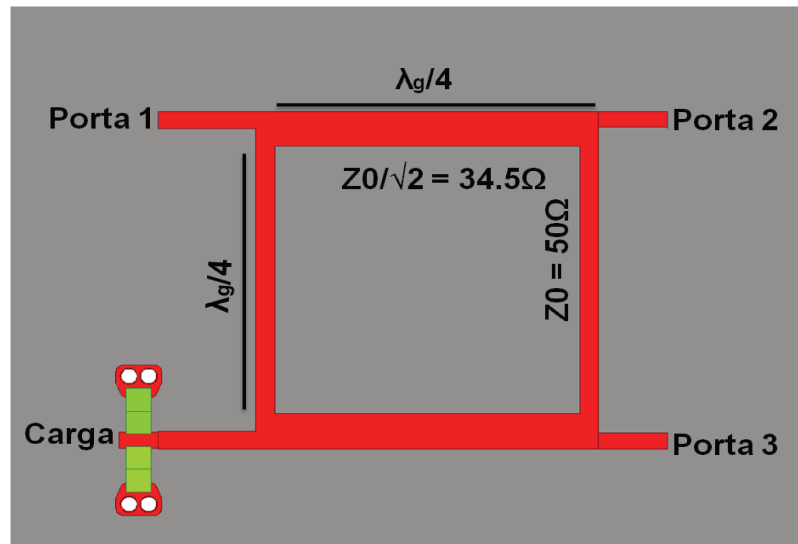


Figura 51: Híbrida de 90°

A segunda híbrida tem função de *combiner*, nela teremos a soma dos sinais antes divididos pela primeira híbrida. Observe a necessidade de utilizar dois estágios em cascata para alcançar o ganho exigido.

8.3.4 Redes de Casamento e Polarização

Enquanto os parâmetros S definem completamente a estabilidade e o ganho, eles não são suficientes para descrever o comportamento de ruído. Logo, é necessário outro conjunto de parâmetros, nomeados parâmetros de ruído.

Em telecomunicações, a figura de ruído (NF) é uma medida da degradação do sinal causado pelos componentes do projeto de RF. Determina-se como subtração entre a relação sinal ruído a entrada do dispositivo (SNR de entrada), e relação sinal ruído a saída do dispositivo, (SNR de saída), ambas expressadas em dB. O valor de ruído é a razão entre a potência de ruído de saída de um dispositivo para a sua porção atribuível ao ruído térmico na terminação de entrada em temperatura ambiente (geralmente 290 K). O valor de ruído é, portanto, a relação de ruído de saída real, ao que permaneceria se o próprio dispositivo não introduzisse ruído. É um número com que o funcionamento de um receptor de rádio pode ser especificado. A figura de ruído é dada por [39]:

$$NF = SNR_{in} - SNR_{out} \quad (20)$$

Projetaram-se os blocos **B** e **C** com dois objetivos, obter seu melhor desempenho de figura de ruído e garantir a polarização adequada do *gate* do dispositivo, respectivamente.

A Figura 52 mostra o projeto dos blocos **B** e **C**. A linhas 1 e 2 e o toco radial foram projetados de tal forma que a entrada do transistor (*gate*), enxergue um valor o mais próximo possível de Γ_{OPT} , apresentado pelo *datasheet* do transistor, a fim de conseguir o melhor desempenho de NF. O toco radial em aberto é projetado para refletir no ponto P uma baixa impedância e a linha 1 de $\lambda/4$ deve refletir no ponto E uma alta impedância, de modo que a resistência de 12Ω não seja enxergada na banda de trabalho.

Assim, combinação da linha 1 de $\lambda/4$ com o toco radial constituem um caminho de alta impedância que evita que o sinal de RF derive para a fonte. Para garantir que essa lógica funcione em todas as frequências de interesse, o toco deve ser de banda larga, daí sua forma radial. O capacitor de 100 nF deriva para terra qualquer resto de sinal de RF, evitando que chegue até a fonte de polarização.

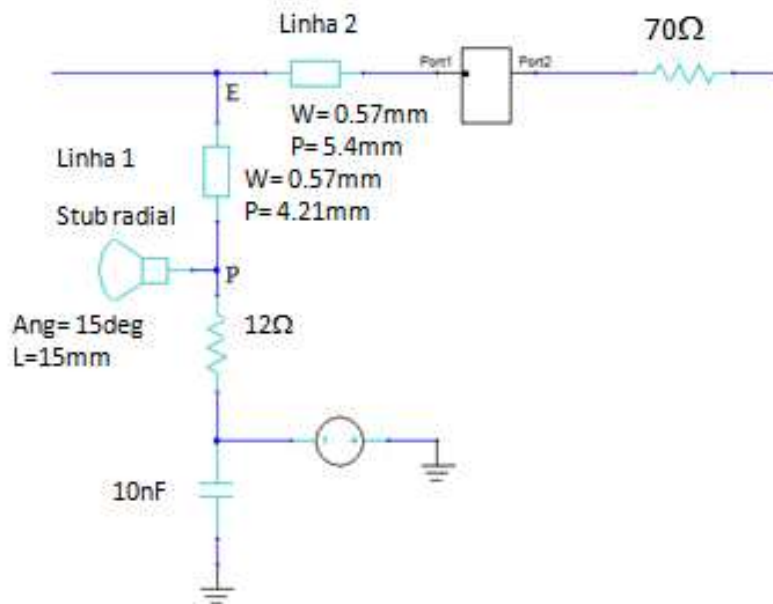


Figura 52: Rede de polarização e casamento para melhor desempenho de ruído

O bloco **E**, composto por uma indutância de $1\mu H$, uma resistência 400Ω e um capacitor de 100 nF, constituem a rede de polarização de *Drain*, como mostra a Figura 53.

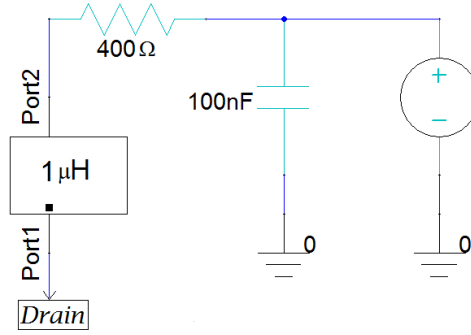


Figura 53: Rede de polarização de *Drain*

Os circuitos de saída, bloco **D** e **G**, foram projetados para máxima transferência de potência, a fim de obter o maior ganho do transdutor possível, dado pela formula abaixo.

$$\begin{aligned}
 G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \\
 &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \\
 &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - (S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_S)|^2}
 \end{aligned} \tag{21}$$

Onde Γ_S e Γ_L são os coeficientes de reflexão de fonte e de carga, respectivamente. Os quatro parâmetros S referem-se à caracterização básica de Z_0 nas duas portas, isto é, medidos com fonte e carga iguais a Z_0 , geralmente $Z_0 = 50\Omega$.

Uma interpretação física mais clara é obtida quando a equação (21) fica em função de Γ_{in} e Γ_{out} , que são os coeficientes de reflexão de entrada e saída da rede de duas portas que caracteriza ao dispositivo ativo. Isto é:

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \tag{22}$$

Onde:

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \tag{23}$$

Nas expressões acima Γ_{IN} representa o verdadeiro coeficiente de reflexão de entrada, visto na porta 1 do dispositivo ativo, quando a porta 2 do dispositivo está com uma terminação arbitrária de carga, Γ_L .

Da mesma forma, Γ_{OUT} representa o verdadeiro coeficiente de reflexão de saída, visto na porta 2 do dispositivo ativo, quando a porta 1 está conectada a uma arbitrária terminação de fonte, Γ_S .

Encontrar o ganho de potência de transdutor requer conhecimento dos parâmetros S (Capítulo 2), bem como das terminações de fonte e carga conectadas às duas portas. Nas simulações, as terminações de fonte e a carga do circuito linear são dadas ou calculadas a partir da descrição da topologia do circuito. Também, nas simulações os parâmetros S das duas portas do dispositivo ativo são especificados ou calculados a partir de um modelo linear do dispositivo.

De posse dos parâmetros S do transistor é possível projetar as redes de casamento de impedância para garantir o ganho especificado. Isto foi possível utilizando a ferramenta “Carta de Smith” do software Designer. Os circuitos resultantes são apresentados nas Figuras 54 e 55.

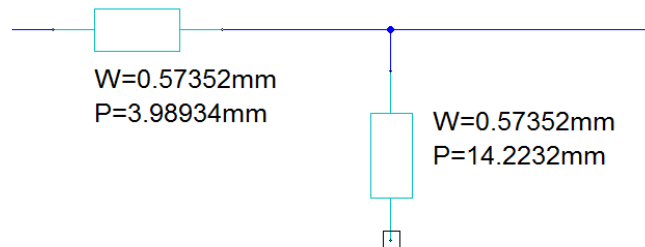


Figura 54: Rede de casamento de impedância na saída do primeiro estágio

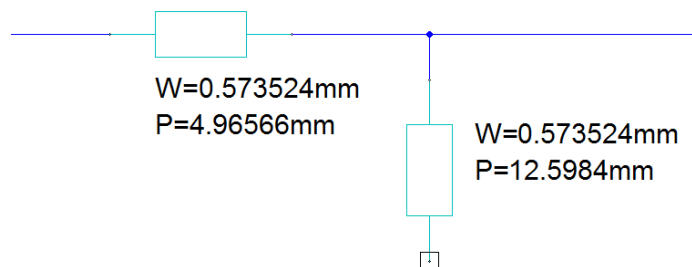


Figura 55: Rede de casamento de impedância na saída do segundo estágio

O bloco **F** é simplesmente uma carga resistiva de 50Ω que dissipa em forma de calor o resto da potência de RF que chega até as portas isoladas das híbridas.

Apresentado todos os blocos de A a G do projeto teórico, a Figura 56 apresenta as junções dos blocos projetados. O próximo passo será a descrito com a abordagem eletromagnética, com objetivo de considerar os efeitos da caixa metálica no circuito, perdas do material e interferência das linhas de cobre sobre o substrato.

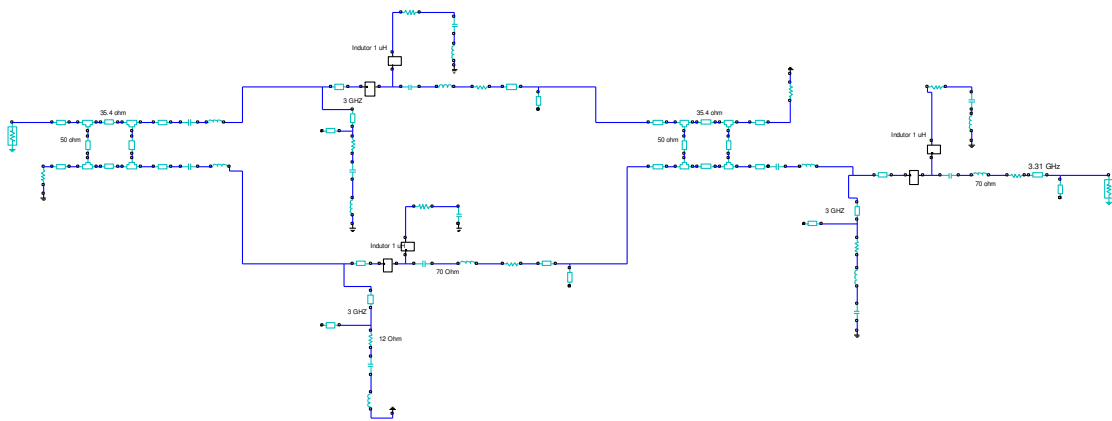


Figura 56: Modelo circuitual de da estratégia de projeto.

8.3.5 Projeto com Abordagem Eletromagnética

Com a estratégia de projeto proposta na seção anterior, baseada totalmente na teoria de circuitos de RF, podem-se obter resultados preliminares para o desempenho do LNA. O projeto eletromagnético é realizado na sequência, dado que a simulação eletromagnética se aproxima mais do comportamento real que terá o protótipo.

Portanto, nessa etapa realizou-se a análise eletromagnética do comportamento do LNA. Esta fase antecede a montagem do protótipo. É extremamente importante, devido a que a simulação eletromagnética está fundamentada em princípios teóricos muito mais rigorosos que a Teoria de Circuitos de RF. As afetações no desempenho do LNA provocadas pela disposição espacial das peças, dobras das trilhas, buracos realizados na placa, altura do circuito impresso, soldas, paredes metálicas da caixa, altura da tampa da caixa do dispositivo e outros detalhes do *layout*, podem ser previstas e ajustadas nesta fase.

Atualmente, existem simuladores eletromagnéticos extremamente precisos e confiáveis que permite realizar esta tarefa, entre os mais conhecidos estão, HFSS, CST Microwave Studio, FEKO, XFDTD, EMPro, QuickField e etc. Neste trabalho foi utilizada a versão 15.0 do HFSS.

Ajustou-se o modelo eletromagnético, empregando a tecnologia de microfita, de tal forma que se aproximasse dos resultados teóricos do modelo circuitual. Foi utilizado o substrato ArlonAd100 $\epsilon_r = 10.2$ e $h = 25\text{mil}$.

Os principais parâmetros de desempenho do LNA, depois de realizadas as simulações eletromagnéticas e circuitais são oferecidos seguidamente. Nos gráficos a frequência está normalizada por questão de sigilo de projeto.

A Figura 57 mostra que o amplificador ficou estável dentro e fora da banda S ($\mu > 1$), cumprindo-se assim o primeiro requisito de projeto.

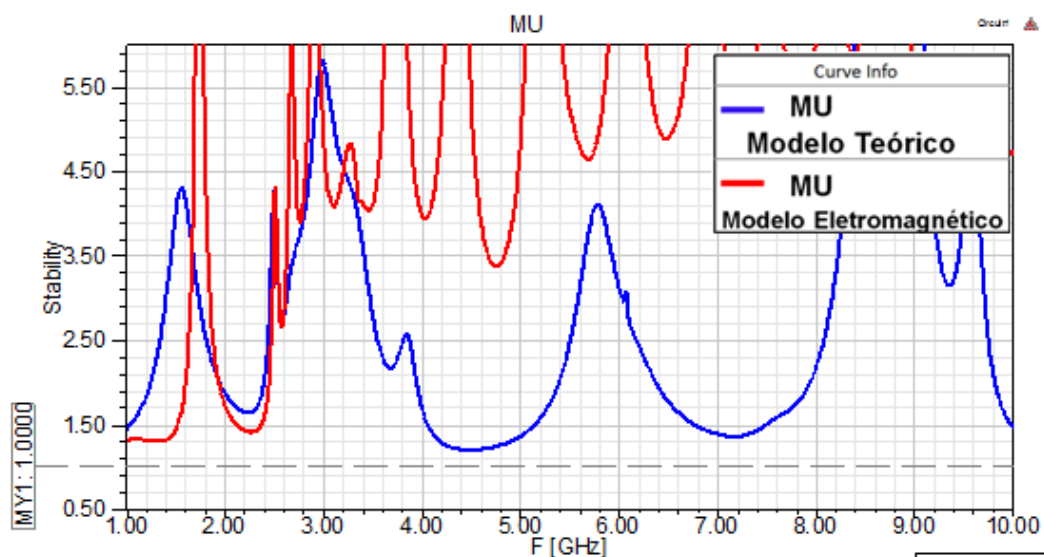


Figura 57: Fator de estabilidade $\mu > 1$ em toda a faixa de frequências, modelo teórico vs modelo eletromagnético

Observe na Figura 58 que a figura de ruído aumentou se comparada com o resultado da simulação de circuito, isto é devido a que as perdas associadas aos detalhes construtivos, antes desconsiderados, agora são computadas pelo simulador eletromagnético.

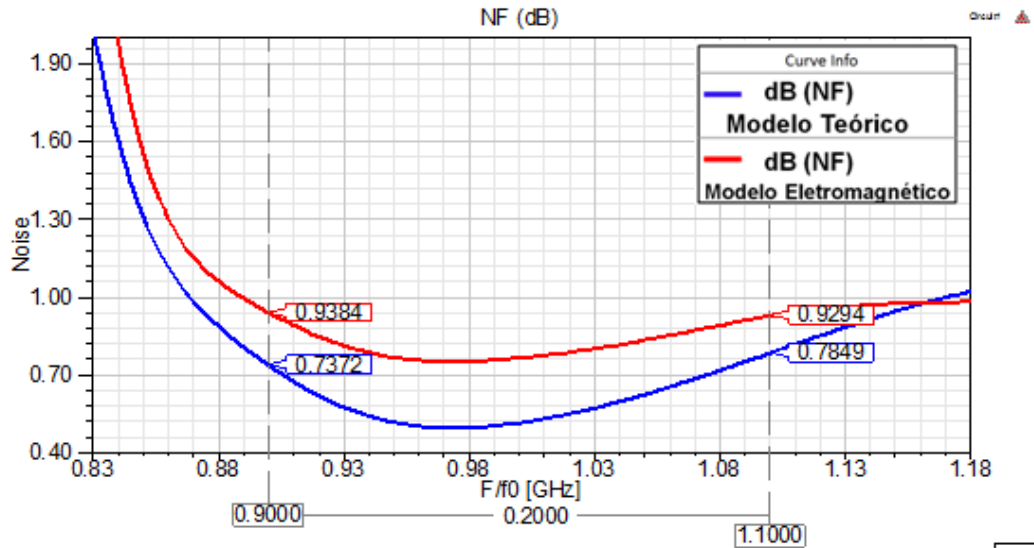


Figura 58: Figura de ruído, modelo teórico e modelo eletromagnético

O comportamento do ganho do transdutor é mostrado na Figura 59. Observe que em toda a banda de trabalho $GT > 25\text{dB}$.

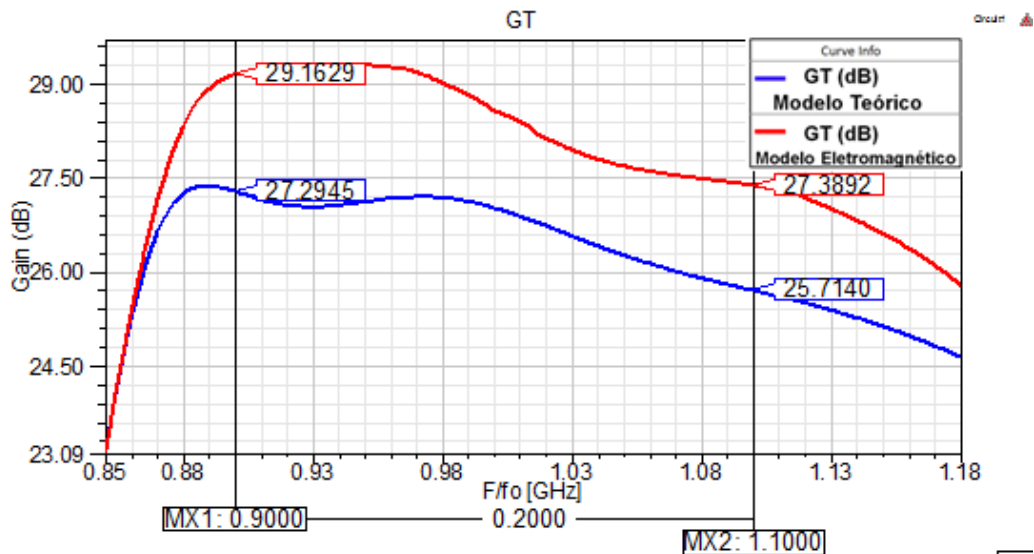


Figura 59: Ganho do transdutor, modelo teórico e modelo eletromagnético

A Figura 60 mostra que com a técnica de utilização de híbridas no primeiro estágio do LNA, foi possível obter um aceitável casamento de impedâncias na entrada do amplificador, já que o parâmetro S_{11} , que representa a perda de retorno a entrada do amplificador, ficou menor que -13

dB em toda a banda, o que representa um excelente casamento de impedância do amplificador com a impedância característica do sistema ($50\ \Omega$).

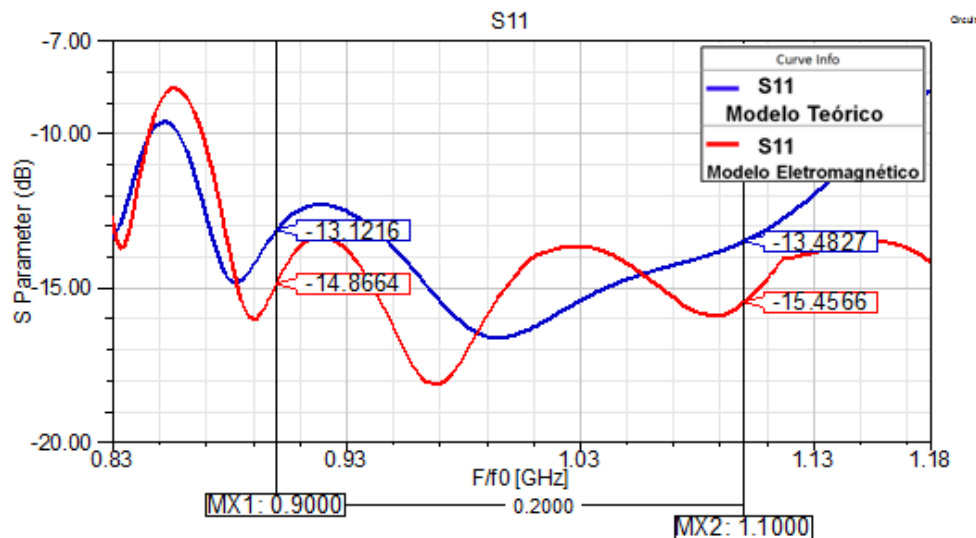


Figura 60: Perda de retorno, modelo teórico vs modelo eletromagnético

8.3.6 Layout

A última etapa do projeto é a criação do *Layout* para a construção do protótipo. A metodologia apresentada, publicada em [41] como resultado dessa pesquisa, pode ser seguida para diferentes aplicações, requisitos de projeto e faixas de frequências.

As dimensões finais da placa de circuito impresso são apresentadas na Figura 61, desconsiderando aqui a caixa metálica necessária para inserir o LNA no leitor de RFID.

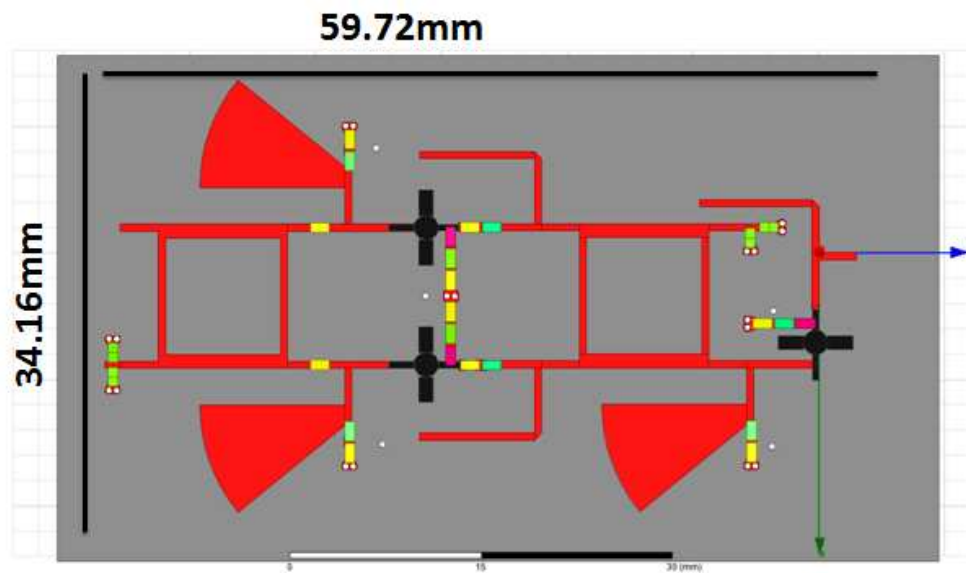


Figura 61: *Layout* definitivo do LNA

Para o layout apresentado na Figura 61, tem-se uma descrição detalhada na Figura 62.

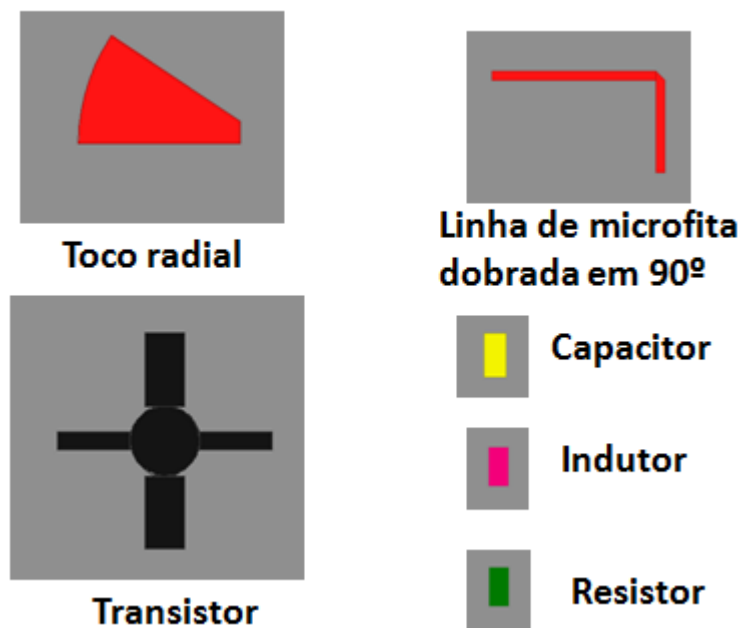


Figura 62: Detalhes do *Layout*

Para fazer o aterramento utilizou-se dois furos metalizados ao terra como mostra a Figura 63, isso é devido a que cada furo metalizado introduz um certo valor de indutância parasita, logo uma

maneira de diminuir essa indutância parasita no dispositivo, é colocando dois furos em paralelo, pois de acordo com a equação (24) temos que a indutância resultante de duas indutâncias em paralelo se reduz:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n} \quad (24)$$

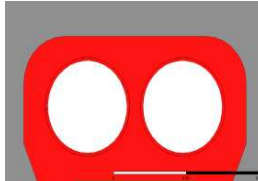


Figura 63: Furos metalizados ao terra retirados do *Layout* (Figura 57).

A dimensão total do projeto, incluindo a caixa metálica é apresentada na Figura 64.

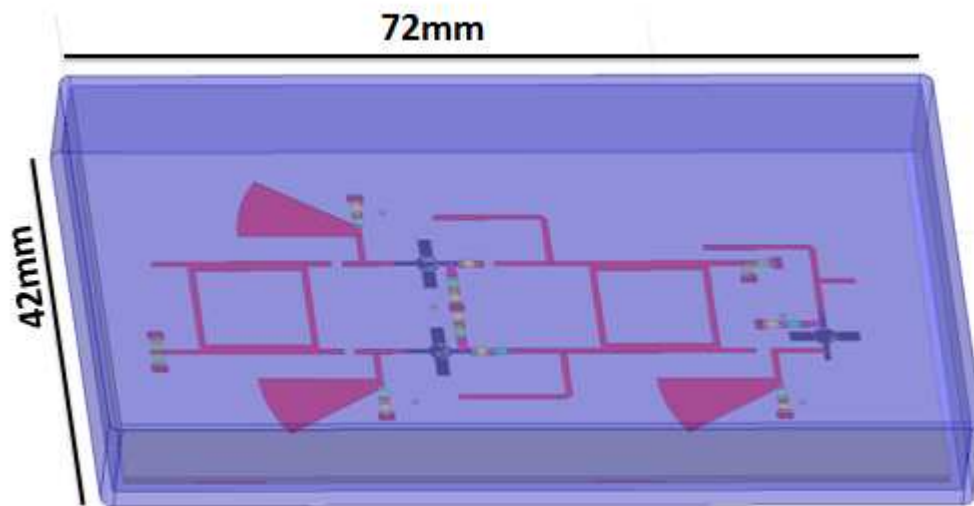


Figura 64: Dimensões finais do LNA com a caixa metálica

Capítulo 9

Conclusão e Trabalhos Futuros

Uma visão geral sobre os resultados alcançados e a importância das duas contribuições aos sistemas RFID são apresentadas. Trabalhos e pesquisas futuras com testes no ambiente completo do sistema; leitor, antenas e etiqueta são sugeridos.

9.1 Conclusão

Apresentou-se uma nova estrutura de ressonador opticamente reconfigurável utilizado em etiquetas de RFID. Ainda não há na literatura publicações de etiquetas de RFID reconfiguráveis opticamente, logo o trabalho apresentou uma inovação à tecnologia convencional. A referida reconfiguração do ressonador em espiral foi atribuída à inserção de uma chave de silício na sua estrutura, permitindo a troca de estados "1" ou "0", aplicando ou não luz na chave. A técnica proposta reduz o número de elementos ressonantes e a largura de banda necessária para realizar a identificação.

Simulações eletromagnéticas, precisas, permitiram prever o comportamento do ressonador reconfigurável. Todos os testes demonstraram a viabilidade do novo ressonador proposto e, finalmente, a construção e medição do protótipo do ressonador reconfigurável, mostrou, definitivamente, seu adequado desempenho.

Outra fase importante da pesquisa, realizada na área de sistemas de RFID, consistiu no projeto prático de um LNA para leitores de RFID *chipless* que operam na banda S. Essa metodologia comportou duas etapas: primeiramente realizou-se o projeto e simulação utilizando a Teoria de Circuitos de RF. Fase que permitiu avaliar se a estratégia inicialmente concebida é viável, além de estabelecer metas para os parâmetros de desempenho do LNA. Os resultados das simulações são utilizados como referência teórica a serem alcançadas na prática. A segunda etapa prevê a montagem do *layout* do LNA no ambiente de um rigoroso simulador eletromagnético, onde foi possível realizar os ajustes finais, deixando o dispositivo pronto para fabricação. As simulações eletromagnéticas demonstraram que todos os requerimentos, inicialmente propostos,

foram cumpridos. A metodologia proposta pode ser generalizada aos projetos de LNAs em outras bandas de frequências e outras aplicações.

9.2 Trabalhos Futuros

Como continuação deste trabalho, sugere-se a construção da etiqueta completa, antenas e o ressonador opticamente reconfigurável. Sugere-se, também, a construção prática do LNA a partir do *layout* desenvolvido e a inserção do mesmo no leitor de RFID.

Além destas sugestões, posteriormente, outro possível trabalho seria a construção e medição do sistema RFID completo, incluindo, etiqueta reconfigurável e o leitor de RFID melhorado com o LNA proposto.

Capítulo 10

Referências Bibliográficas

- [1] Jie Yin, ZhiNan Chen, Qing Lu, Jun Li, Yan Wu, "Provenance System for Livestock Supplied to Hong Kong Based on RFID Technology," International Conference on Computational and Information Sciences, pp. 707 - 709, 2011.
- [2] Po-Wei Lin, Jium-Ming Lin, "Bio-Sensing and Monitor System Design by Integrating Replaceable Micro Array Probes and Amplifier with an Wireless Active RFID Etiqueta," Bioinformatic and Bioengineering, IEEE International Symposium on, October 2011.
- [3] A. A. D. C. Alves, F. J. Arnold and L. L. Bravo-Roger, "Performance Prediction of a Reconfigurable Resonator for Chipless RFID Tags," IEEE Latin America, vol. 13, no. 5, pp: 623 - 627, 2015.
- [4] D. Draskovic, C. Panagamuwa, D. Budimir, and J. C. Vardaxoglou, "Frequency switchable dual-band branch-line couplers," European Microwave Conference (EuMC), pp. 133-136, September 2009.
- [5] Y. Tawk, A. R. Albrecht, S. Hemmady, G. Balakrishnan, and C. G. Christodoulou, "Optically pumped frequency reconfigurable antenna design," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 280-283, 2010.
- [6] Hanbury Brown, R. "Robert Alexander Watson-Watt, the father of radar," IEEE Engineering Science and Education Journal, vol. 3, pp. 31-34, 2011.
- [7] H. Stockman, "Communication by means of reflected power," Proc. IRE, pp. 1196–1204, Oct. 1948.
- [8] J. Landt, "The history of RFID", IEEE Potentials, vol. 24, no. 4, pp. 8-11, 2005.
- [9] Bill Glover, Himanshu Bhatt, "RFID Essentials," in Plastics, 1nd ed., vol. 2, Ed. Mary O'Brien, 2006, pp. 55-60.
- [10] Zhongmin Wang, "The EPC and the Internet of Things," Chinese Standard Press, Beijing, 2004.
- [11] Yan B., Huang G., "Application of RFID and internet of things in monitoring and anti-counterfeiting for products," International Seminar on Business and Information Management, pp. 392-395, 2008.
- [12] Imagem fornecida durante a IV Semana de Tecnologia em Foco da UNICAMP por Alessandro Gonzales Andreo, Gerente de Soluções Wireless do CPqD.

- [13] Jae-Hwe You, Young-Gu Lee, Moon-Seog Jun, "Location Based Service Using 2.45GHz Active Tag," International Conference on Ubiquitous Computing and Multimedia Applications, pp. 25-29, 2011.
- [14] Robertson, I.D., and Jaialy, I., "RF id tagging explained," Communications Engineer, Vol. 1, pp. 20-23, 2003.
- [15] Po Yang; Wenyan Wu; Moniri, M. ;Chibelushi, C.C., "Efficient Object Localization Using Sparsely Distributed Passive RFID Tags," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, pp. 5914-5924, Dec. 2013.
- [16] S. Pranonsatit, P. Sritanavut and O. Worasawate, "RFID tag antenna utilizing ink-jet printing technology," The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009), Bangkok, Thailand, pp. 883- 6, Oct. 2009.
- [17] J. A. J. Ribeiro. "Engenharia de microondas: Fundamentos e aplicações", São Paulo: Érica, 2008.
- [18] P. Narkcharoen, and S. Pranonsatit, "The applications of fill until full (FuF) for multiresonator-based chipless RFID system," Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Khon Kaen, pp. 176-179, May. 2011.
- [19] Z. Linlin, S. Rodriguez, Z. Lu, S. Botao, and Z. Li-Rong, "Design and implementation of a fully reconfigurable chipless RFID tag using Inkjet printing technology," in IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Washington, USA, pp. 1524-1527, 2008.
- [20] I. Balbin and N. Karmakar, "Novel chipless RFID tag for conveyor belt tracking using multi-resonant dipole antenna," in 39th European Microwave Conference, Rome, Italy, pp. 1109-1112, 2009.
- [21] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, G. F. Swiegers, "Multiresonator-based chipless RFID system for low-cost item tracking", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 5, pp. 1411–1419, Maio de 2009.
- [22] Y. F. Weng, S. W. Cheung, T. I. Yuk, L. Liu, "Design of Chipless UWB RFID System Using a CPW Mult-Resonator" *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 1, pp. 13-31, 2013.
- [24] S. Preradovic, N. Karmakar, "4th Generation Multiresonator-Based Chipless RFID Tag Utilizing Spiral EBGs", European Microwave Conference (EuMC), pp. 1746-1749, 2010.
- [25] Santos-Souza, G.T, De C.Alves, A.A., Bravo-Roger, L.L., Hernandez-Figueroa, H.E, "Numerical determination of frequency guard band resonances for Chipless RFID Tags," Brasil RFID, 2014 IEEE, pp. 10-12, 25 Sept. 2014.

- [26] C. W. Jung, M. Lee, G. P. Li, and F. De Flaviis, Reconfigurable scan-beam single-arm spiral antenna integrated with RF-MEMS switches, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 455–463, Feb. 2006.
- [27] Christos G. Christodoulou, Fellow IEEE, Youssef Tawk, Steven A. Lane, and Scott R. Erwin, Senior Member IEEE, "ReconFigurable Antennas for Wireless and Space Applications", Vol. 100, No. 7, July 2012.
- [28] Chinthana J. Panagamuwa, Alford Chauraya, Member, IEEE, and J. (Yiannis) C. Vardaxoglou, Member, IEEE, "Frequency and Beam ReconFigurable Antenna Using Photoconducting Switches," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, february 2006.
- [29] SWART, Jacobus W. "Semicondutores – Fundamentos, técnicas e aplicações," Ed. UNICAMP, 2008.
- [30] W. Brinkman et. al. "A History of the Invention of the Transistor and Where It Will Lead Us", *IEEE J.Solid-St. Circ.* Vol. 32, no. 12, pp. 1858-1865 (1997).
- [31] A. Chauraya, D. S. Lockyer, Y. L. R. Lee, and J. C. Vardaxoglou, "A study of optically tuned metallodielectric photonic band gap array and patch antenna," in 11th Int. Conf. Antennas Propagation, vol. 2, Apr. 2001, pp. 492–496.
- [32] Balanis, Constantine A. "Advanced Engineering Electromagnetics". USA: Library of Congress, 1989.
- [33] E. da Silva, "High Frequency and Microwave Engineering," Butterworth–Heinemann, London, 2001.
- [34] Guillermo Gonzalez, "Microvave transistor amplifier: analysis and design". Prentice Hall, New Jersey, 1997.
- [35] MAX2641, Maxim, Disponível em: <http://maxim-ic.com/appnote> (acessado em agosto 2015).
- [36] Datasheet do transistor FHX76LP, disponível em: http://www.cdiweb.com/datasheets/SEDI/FHX76LP_ED1-2.pdf, último acesso em março, 2015.
- [37] Mohamed Abdultawab Abdulla. "Design procedures of bipolar Low Noise Amplifier (LNA) at Rádio Frequency (RF) Using S-Parameters," Department Of Electronics and Communication, Faculty Of Engineering, Aden University, 2013.
- [38] EnCheng Wanga, ZhuoPeng Wangb, ShaoJun Fangc, Peng Chenc "A novel UWB low noise amplifier for multi-band navigation application," W. EnCheng et al. / *Int. J. Electron. Commun*, pp. 144- 148, 2013.

[39] Alex Estavão, Antonio A F Júnior, "Projeto e análise de circuitos acopladores e divisores de sinais na faixa de rádiofrequência utilizando microlinha de fita," Revista Telecomunicações, Vol.16, Nº 01, 2014.

[40] D. M. Pozar, "Microwave Engineering". 3ed. New Jersey:John Wiley & Sons, 2005.

[41] De C.Alves A.A., Santos-Souza, G.T., Bravo-Roger, L.L., Hernandez-Figueroa, H.E., "LNA practical design method for RFID readers", Brasil RFID, 2014 IEEE, pp. 13-15, São Paulo, 2015.