



UNIVERSIDADE D
COIMBRA

Mário Afonso Nunes Pires Oliva Teles

**CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL DE UM
DÍODO ELECTROMAGNÉTICO NA GAMA DAS
MICROONDAS**

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, ramo de especialização em Telecomunicações orientada pelo Professor Doutor Tiago André Nogueira Morgado, Professor Doutor David Emanuel Dias Fernandes e Doutor Sylvain Lannebère e apresentada à Faculdade de Ciências e Tecnologias da Universidade de Coimbra no Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Outubro de 2021



UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Mário Afonso Nunes Pires Oliva Teles

Caracterização experimental de um díodo electromagnético na gama das microondas

Dissertação submetida à
Universidade de Coimbra para o grau de
Mestrado em Engenharia Electrotécnica e Computadores

Orientadores:

Prof. Dr. Tiago André Nogueira Morgado

Prof. Dr. David Emanuel Dias Fernandes

Prof. Dr. Sylvain Lannebère

Coimbra, 2021

Este trabalho foi desenvolvido em colaboração com:

Universidade de Coimbra



**UNIVERSIDADE D
COIMBRA**

Departamento de Engenharia Electrotécnica e Computadores



Instituto de Telecomunicações



Esta cópia da tese é fornecida na condição de que quem a consulta reconhece que os direitos de autor são da pertença do autor da tese e que nenhuma citação ou informação obtida a partir dela pode ser publicada sem a referência apropriada.

This thesis copy has been provided on the condition that anyone who consults it understands and recognizes that its copyright belongs to its author and that no reference from the thesis or information derived from it may be published without proper acknowledgment.

Learning is the only thing the mind never exhausts, never fears, and never regrets.

Leonardo da Vinci

Dedicatória

Este curto espaço destina-se a agradecer a todos aqueles que maneira directa ou indirecta me marcaram nesta aventura Coimbrã.

Em primeiro lugar um agradecimento especial, o maior de todos eles, à minha família, em especial aos meus pais e à minha irmã por todo o apoio que me deram durante estes 8 anos e por terem acreditado sempre em mim. SoTor e Sotora muito obrigado por tudo.

Em segundo lugar aos meus orientadores Professor Doutor Tiago Morgado, Professor Doutor David Fernandes e professor Doutor Sylvain Lannebère, por toda ajuda (e paciência) desde o início do projecto até ao seu final. Aproveito também como não poderia deixar de ser por agradecer ao Instituto de Telecomunicações – Pólo de Coimbra e ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores pelas condições de trabalho disponibilizadas.

Por último, mas não menos importante, aos meus amigos, tanto aos de longa data como àqueles que ”só”apareceram já durante esta aventura. Sem querer estar aqui a enumerá-los, pretendo apenas fazer ”umas menções honrosas”pois um pouco desta dissertação também é vossa. Aos de longa data em especial ao Eman, ao Valete, ao Pinto, ao Pipe, ao Pedrito, ao Gémeo, ao Jorge, ao PêpêChamp, ao Às e ao Rodolfo por toda a ”garra”que me foram passando para acabar este ciclo. Aos ”de Coimbra”, mas que serão para a vida tenho a agradecer o constante apoio, ensinamentos e copos, tenho a agradecer à Cris, ao Marco, ao Estrada (Gola Alta para sempre), ao Fafe, ao Gesso, ao Raul, à Banaco, ao Marçal e à Lina por todos os momentos que passamos juntos. Gostava também de deixar um agradecimento especial ao colega que me acompanhou desde o primeiro dia, Zé Chico finalmente conseguimos acabar ”isto”!

Dedicada à minha avó que já não está cá fisicamente, mas estará para sempre e ainda ao meu Sheringan que esperamos que não voltes a cair da varanda.

Abstract

Electromagnetic reciprocity is one of the main characteristics of microwave systems. Lorentz's reciprocity theorem tells us that when the source and receiver positions are exchanged in a reciprocal system, the received signal level remains the same if the incident power is equal. However, some devices require a nonreciprocal response, such as isolators or circulators. The most common way to achieve the nonreciprocal response is through the magneto-optical Faraday effect in ferromagnetic materials, but these solutions typically lead to too bulky and complex devices. Over the last few years, several alternatives have been developed to break the reciprocity, such as through nonlinear effects, moving media, or through media polarized by a DC current.

In this work, we have designed a nonreciprocal two port microwave device using nonlinear effects. The operation of the device will be such that when the device is excited from one port for a fixed frequency and signal level, it allows a high level of transmission, and when excited from the other port, it will have a high reflection, thus behaving like an electromagnetic diode. The results obtained using microwave circuit analysis techniques, full-wave simulations, and experimental measurements suggest that our component behaves as intended allowing to obtain a non-reciprocal response characterized by very asymmetric inter-port transmission levels.

Keywords

Electromagnetic Diode, Microwave, Varactor and Nonreciprocal.

Resumo

A reciprocidade electromagnética é uma das principais características de sistemas de microondas. O teorema da reciprocidade de Lorentz diz-nos que num sistema recíproco quando a posição da fonte e receptor são trocadas o nível de sinal recebido permanece o mesmo se a potência incidente seja igual. No entanto existem dispositivos de que necessitam resposta não recíproca, como por exemplo isoladores ou circuladores. A forma mais comum de se obter a resposta não recíproca é através do efeito magneto-óptico de Faraday em materiais ferromagnéticos, porém estas soluções conduzem, tipicamente, a dispositivos demasiado volumosos e complexos. Nos últimos anos têm sido desenvolvidas diversas alternativas de forma a quebrar a reciprocidade, como por exemplo através de efeitos não-lineares, meios em movimento ou ainda através de meios polarizados por uma corrente DC. Desta forma projectou-se um dispositivo de microondas de dois portos não recíproco usando efeitos não lineares. O funcionamento do dispositivo será tal que para uma frequência e nível de sinal fixos e o dispositivo é excitado num porto permite um elevado nível de transmissão e quando excitado no outro terá uma reflexão elevada, comportando-se assim como um díodo electromagnético. Os resultados obtidos através de técnicas de análise de circuitos de microondas, simulações de onda completa e os resultados experimentais obtidos sugerem que o nosso componente se comporta da forma pretendida permitindo obter uma resposta não-recíproca caracterizada por níveis de transmissão muito assimétricos entre portos.

Palavras Chave

Díodo Electromagnético, Microondas, Varactor e Não-recíproco.

Lista de Figuras

1.1	Rede de microondas genérica de dois portos.	2
2.1	Vista lateral de um díodo electromagnético com base numa estrutura metamaterial [16], figura utilizada com autorização do autor.	5
2.2	Circuito simplificado de um varactor [17].	6
2.3	Coefficientes de transmissão em função do amplitude do campo incidente para ambas as direcções de incidência, a a linha tracejado corresponde ao resultado obtido através do CST Microwave Studio (CST-MWS) e a linha sólida aos resultado do modelo efectivo [16], figura utilizada com autorização do autor.	7
2.4	Circuito do modelo ideal 2D do díodo electromagnético - C1 e C2 - condensadores <i>shunt</i> ; L - indutor; C_{NL} - Varactor, figura utilizada com autorização do autor.	9
2.5	Geometria de uma linha de transmissão em Microstrip, adaptado de [1].	10
2.6	Linhas de Campo Eléctricas e Magnéticas numa <i>Microstrip</i> , adaptado de [1].	11
2.7	Geometria equivalente de uma <i>microstrip</i> onde o substrato dieléctrico é substituído por um meio homogéneo, adaptado de [1].	11
2.8	Rede de N-portos, adaptado de [1].	13
2.9	(a) Rede de dois portos; (b) Cascata de redes de dois porto, adaptado de [1].	15

2.10	Divisão do circuito modelo em três circuitos - (a) Circuito Y_1 ; (b) Circuito Z ; (c) Circuito Y_2	17
2.11	Gráfico da transmissão em função da frequência	20
2.12	Formas mais comuns de Descontinuidades em Microstrip, adaptado de [1]. (a) Open-end Microstrip; (b) Alteração da Largura da Strip; (c) Gap na Strip; (d) T-junction.	21
2.13	Descontinuidade numa <i>Microstrip</i> e respectivo circuito equivalente, adaptado de [1]. W - largura da <i>strip</i> ; d - altura dielétrico; ϵ_r - constante dielétrica e S - largura da <i>gap</i>	22
2.14	Componente com identificação das descontinuidades. (a) Vista geral do componente; (b) Vista aproximada das descontinuidades.	25
2.15	Componente simulado - (a) Vista Superior; (b) Vista Inferior	27
2.16	Comparação dos resultados obtidos na análise numérica com a análise teórica com a matriz ABCD alterada.	28
2.17	Curva não-linear da capacidade do <i>varactor</i> escolhido, onde demonstramos a variação da capacidade com a tensão aos seus terminais.	29
2.18	Transmissão do porto 1 para o porto 2 como função da frequência e para três capacidades diferentes do <i>varactor</i>	30
2.19	Reflexão como função da tensão de entrada para uma frequência fixa (416 MHz).	31
3.1	Esquemático EAGLE	33
3.2	<i>Board</i> EAGLE	33
3.3	Componente final. (a) Vista Superior - D1 - Varactor SMV1405-079LF ; L1 - Indutor. (b) Vista Inferior - C1 - Condensador shunt 13 pF ; C2 - Condensador shunt 15 pF.	34
3.4	<i>Setup</i> experimental.	35

3.5	Gráfico do coeficiente de reflexão e transmissão do porto de entrada em função da frequência - (a) S_{11} ; (b) S_{21}	36
3.6	Comparação dos resultados obtidos: (a) Parâmetro S_{11} ; (b) Parâmetro S_{21}	37
3.7	Gráfico das reflexões para o Porto 1 e Porto 2 em função da frequência e da potência do sinal de entrada.	39
3.8	Gráfico da reflexão em função da potência do sinal de entrada (em dBm) para frequência de 416 MHz	40
3.9	Comparação da transmissividade ascendente do porto 1 e porto 2 em função da potência em dBm.	41

Lista de Acrónimos

VCO Voltage-controlled oscillator

SRR Split Ring Resonator

TEM Transverse electromagnetic modes

CST-MWS CST Microwave Studio

RF Radio Frecuencia

DC Direct Current

AC Alternating Current

PCB Printed Circuit Board

VNA Vector Network Analyser

Conteúdo

Lista de Figuras	xiv
1 Introdução	1
1.1 Teorema da Reciprocidade de Lorentz	1
1.2 Dispositivos Não Recíprocos e não lineares	2
1.2.1 Dispositivos Não Recíprocos	2
1.2.2 Dispositivos não lineares	3
1.3 Objectivos	4
1.4 Organização do Documento	4
2 Díodo Electromagnético	5
2.1 Princípio de Funcionamento	5
2.2 Implementação do díodo electromagnético em <i>microstrip</i>	10
2.2.1 Análise Teórica	13
2.2.1.1 Matriz <i>Scattering</i>	13
2.2.1.2 Matriz ABCD	14
2.2.1.3 Funcionamento no Regime Linear	16
2.2.2 Análise Numérica do Circuito Realista no Regime Linear	21

2.2.3	Dinâmica não-linear do circuito completo	29
3	Resultados Experimentais	32
3.1	EAGLE	32
3.2	Sistema de Medição	35
3.3	Resultados Experimentais	36
4	Conclusões e Trabalho Futuro	42
	Bibliografia	44

1

Introdução

1.1 Teorema da Reciprocidade de Lorentz

A reciprocidade é uma das principais características de sistemas de microondas e fotónicos [1][2]. De acordo com o princípio de reciprocidade de Lorentz, num sistema recíproco aquando da troca de posição entre o receptor e a fonte, o nível do sinal recebido permanece igual caso a potência incidente seja a mesma. A reciprocidade de um sistema electromagnético é consequência de duas propriedades, resposta linear e simetria de inversão no tempo. Um sistema linear quando é excitado por um sinal com uma frequência angular ω , produz uma resposta à mesma frequência que o sinal de entrada. Por outro lado, num sistema não-linear temos que o princípio da sobreposição deixa de ser válido, e, em alguns casos, o sistema pode gerar respostas com novos harmónicos múltiplos da frequência do sinal de entrada ($0, 2\omega, 3\omega, \text{etc...}$) [3]. A propriedade da simetria de inversão no tempo implica que se a direcção temporal for trocada, tal que a dinâmica do campo electromagnético é invertida (o que pode ser entendido como um 'filme' a ser reproduzido ao contrário), as ondas invertidas no tempo continuam compatíveis com as leis do electromagnetismo [4][5][6]. Por outras palavras em sistemas recíprocos é sempre possível obter o estado inicial do sistema impondo uma operação de inversão temporal ao campo electromagnético. Um sistema só é recíproco caso se verifiquem as duas propriedades (linearidade e simetria de inversão temporal), sendo que para quebrar a reciprocidade apenas é necessário quebrar uma delas.

O teorema da reciprocidade pode ser muito facilmente explicado no caso de estarmos perante uma rede de microondas. Por exemplo, se tivermos uma rede de dois portos, como

a que está representada na figura 1.1, o teorema da reciprocidade dita que a transmissão da esquerda para a direita é igual à transmissão da direita para a esquerda independentemente da morfologia da rede.



Figura 1.1: Rede de microondas genérica de dois portos.

Nestas condições, podemos trocar a posição do receptor e transmissor que o nível de sinal recebido permanecerá igual caso a potência incidente seja a mesma.

1.2 Dispositivos Não Recíprocos e não lineares

1.2.1 Dispositivos Não Recíprocos

A reciprocidade é uma característica fundamental da grande maioria dos sistemas electromagnéticos. No entanto, em diversas situações há necessidade de quebrar a reciprocidade de Lorentz. Isso acontece, por exemplo, quando pretendemos ter dispositivos como isoladores e/ou circuladores, que são cruciais para o correcto funcionamento de sistemas de telecomunicações.

Existem diversas formas de quebrar o Teorema da Reciprocidade de Lorentz quer através da quebra da simetria de inversão no tempo do sistema, quer tornando a resposta do sistema não-linear. A forma mais comum é através do efeito magneto-óptico de Faraday em materiais ferromagnéticos (ferrites) polarizados por um campo magnético estático. Este efeito pode ser descrito de forma sucinta como: o plano de polarização da luz que é

transmitida através de um material magnetizado é alterado em relação ao plano de polarização da luz incidente, sendo que a rotação do plano de polarização é diferente consoante o sentido de propagação. Assim, numa ferrite magnetizada o plano de polarização da luz transmitida é diferente consoante a direcção de incidência, por exemplo da esquerda para a direita ou da direita para a esquerda. Este tipo de soluções permitem quebrar a simetria de inversão temporal do dispositivo onde são implementadas.

Apesar desta solução ser a mais comum, este tipo de alternativa é por vezes inconveniente pois tem como consequência dispositivos demasiado volumosos e por vezes demasiado complexos de acoplar a plataformas com circuitos impressos. Devido a estas limitações têm sido estudadas diversas alternativas que também permitem obter uma resposta não-recíproca em que a base não seja a utilização de materiais ferromagnéticos. Nomeadamente têm sido propostas novos dispositivos electromagnéticos não-recíprocos baseados em efeitos não lineares [7][8], mediante a utilização de meios em movimento [9], por intermédio de elementos activos [10][11] ou ainda utilizando meios polarizados por uma corrente DC [12][13]. Neste trabalho vamo-nos focar na obtenção de efeitos não recíprocos usando dispositivos não lineares.

1.2.2 Dispositivos não lineares

Um sistema não-linear é um sistema cuja saída não é uma função linear da sua entrada. Um exemplo de um dispositivo não-linear é o diodo caracterizado por uma curva tensão-corrente (V-I) não-linear. Nos sistemas não lineares o princípio da sobreposição não é válido, isto é, a resposta do sistema a duas ou mais entradas não é equivalente à soma das respostas do sistema a cada um dos estímulos individuais. Para além disso, ao contrário de um sistema linear que quando excitado por uma frequência angular ω produz uma resposta na mesma frequência, num sistema não-linear pode ocorrer a geração de novos harmónicos.

Os efeitos não lineares podem ser usados para alterar as propriedades de transmissão de dispositivos electromagnéticos permitindo ter regimes com níveis de transmissão altamente assimétricos com respeito à direcção de incidência [14] [15].

1.3 Objectivos

O objectivo desta dissertação passa pelo projecto, simulação e construção de um dispositivo de microondas de dois portos não recíproco utilizando efeitos não lineares, que se pretende que se comporte como um díodo electromagnético.

Entenda-se como díodo electromagnético um componente fotónico de dois portos que para uma frequência fixa e para a mesma intensidade de campo de excitação é fortemente transparente ou reflecte quase na totalidade o campo incidente, consoante a direcção de incidência.

1.4 Organização do Documento

O documento estará organizado da seguinte forma. A secção 1 é dedicada à introdução onde é explicado brevemente o teorema da reciprocidade de Lorentz e ainda o que são dispositivos não recíprocos e não lineares.

No capítulo 2 é dedicado ao estudo do díodo electromagnético. A secção 2.1 é dedicada ao princípio de funcionamento do mesmo, a secção 2.2 é dedicada à implementação do díodo electromagnético em linhas de transmissão *microstrip*, que estará dividida em análise teórica (2.2.1), análise numérica do circuito realista no regime linear (2.2.2) e por último demonstramos a dinâmica não-linear do circuito completo (2.2.3).

No capítulo 3 surgem os resultados obtidos, em 3.1 apresentamos os resultados da fabricação do componente, em 3.2 está mostrada a configuração utilizada para a obtenção dos resultados e por último estão exibidos os resultados finais em 3.3.

No capítulo 4 são apresentadas as conclusões ao trabalho e são ainda propostas possíveis soluções para melhorar o comportamento do componente fabricado.

2

Díodo Electromagnético

2.1 Princípio de Funcionamento

Um Díodo Electromagnético é um componente fotónico de dois portos que para uma frequência fixa e para a mesma intensidade de campo de excitação é totalmente transparente ou reflecte a totalidade do campo incidente, consoante a direcção de incidência [16].

Recentemente foi proposto que é possível obter um díodo electromagnético com base num agregado de fios metálicos paralelos entre si e dispostos numa matriz quadrada que são conectados a duas placas metálicas nas extremidades. Numa das extremidades a ligação ocorre através de um varactor enquanto que na outra extremidade é realizada através de um curto-circuito, como mostrado na figura 2.1.

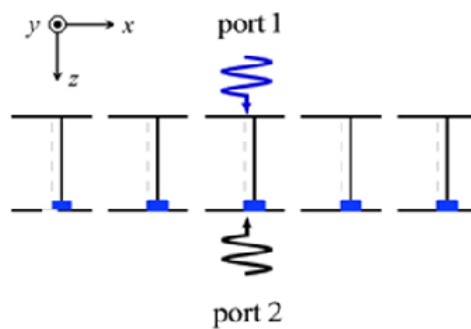


Figura 2.1: Vista lateral de um díodo electromagnético com base numa estrutura metamaterial [16], figura utilizada com autorização do autor.

Um *varactor* é um dispositivo usado em muitos de sistemas de rádio frequência e tem como principal característica possuir uma capacidade não-linear controlada por tensão. Este tipo de comportamento único torna o *varactor* num dispositivo com imenso interesse em aplicações na indústria da rádio frequência, nomeadamente em osciladores controlados por tensão (Voltage-controlled oscillator (VCO)), moduladores de fase e frequência entre outros dispositivos.

O circuito equivalente de um *varactor* típico disponível no mercado está demonstrado na figura seguinte:

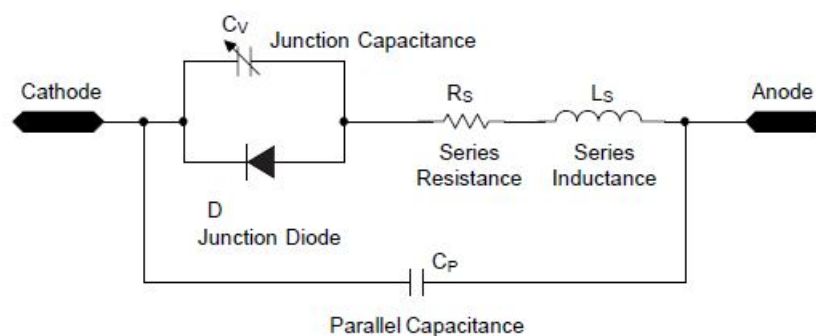


Figura 2.2: Circuito simplificado de um varactor [17].

Desta forma, a resposta não-recíproca do agregado representado na figura 2.1 aparece através da sua resposta não-linear que advém da presença do *varactor* na estrutura. Este comportamento leva a que para o mesmo nível de campo incidente seja possível ter respostas assimétricas consoante a direcção de excitação. Como foi demonstrado em [16], para uma frequência fixa de 14.56 GHz o coeficiente de transmissão do metamaterial como função da amplitude do campo incidente e direcção de incidência é dado pelas curvas representadas na figura 2.3, onde as linhas sólidas representam os resultados do modelo médio efectivo e as linhas tracejadas as simulações de onda completa e as setas indicam a direcção da excitação.

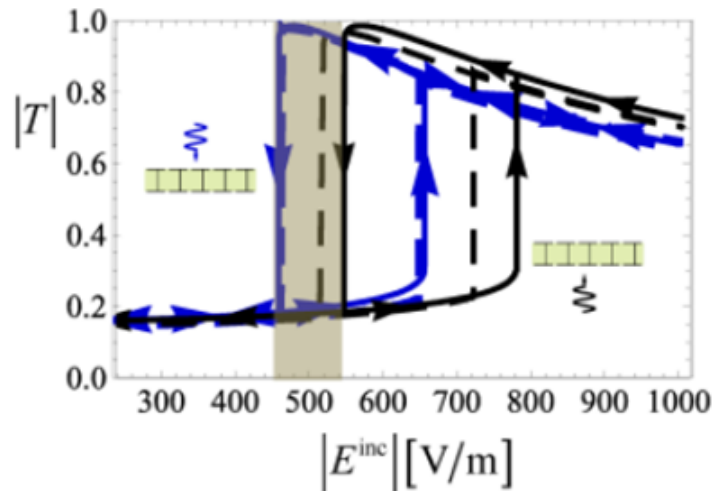


Figura 2.3: Coeficientes de transmissão em função do amplitude do campo incidente para ambas as direcções de incidência, a a linha tracejado corresponde ao resultado obtido através do CST-MWS e a linha sólida aos resultado do modelo efectivo [16], figura utilizada com autorização do autor.

Analisando o resultado apresentado na figura 2.3 vemos que a resposta do sistema é assimétrica no que diz respeito à direcção de incidência, especialmente quando analisamos na zona pintada de castanho claro, zona esta com valores de campo incidente próximo a $E^{inc} = 500\text{V/m}$. A assimetria é consequência da resposta não-linear do metamaterial e da sua assimetria estrutural, que promovem uma resposta bi-estável do sistema tal que é possível ter dois estados de operação possíveis para a mesma amplitude de excitação. Desta forma, as propriedades de transmissão deste sistema são fortemente dependentes da intensidade e direcção de propagação, mas também de toda a dinâmica do campo electromagnético em instantes anteriores.

A resposta bi-estável e assimétrica do metamaterial pode ser usada para obter fenómenos electromagnéticos com aplicações importantes. Consideremos que o metamaterial é operado num regime em que a amplitude da incidência decresce de valores muito elevados para valores reduzidos, isto é, operamos no ramo superior da histerese das características de transmissão. Para a zona de campos incidentes destacada a castanho claro na figura 2.3 temos que para uma incidência que ilumine o metamaterial na interface superior a transmissão é praticamente unitária, enquanto que uma incidência que ilumine a interface inferior (já fora do regime de bi-estabilidade) é quase totalmente reflectida. No gráfico

temos $|T| = 0.2$ e pelo princípio da conservação da energia, como o metamaterial não tem perdas, $|R|$ será muito próximo de 1. Isto é, o metamaterial comporta-se como um diodo electromagnético, tal que para o mesmo nível de potência pode ser quase totalmente transparente ou praticamente opaco dependendo da direcção de incidência [16]. É importante sublinhar que também é possível obter forte assimetria de transmissão operando o sistema no ramo inferior do ciclo de histerese. Veja-se por exemplo o caso de $E^{\text{inc}} = 700$ V/m, onde temos para o porto 2 $|T_{\text{down}}| = 0.2$ e para o porto 1 $|T_{\text{up}}| = 0.8$.

É importante referir que existem outros dispositivos não recíprocos baseados em efeitos não-lineares que permitem obter respostas assimétricas. Por exemplo em [14] tendo como base circuitos não-lineares, os autores propõem um esquemático para um *switch* electromagnético utilizando um meta-átomo, em que o esquemático proposto é uma linha de transmissão acoplada a um varactor e um Split Ring Resonator (SRR) quadrado (estrutura projectada para tentar produzir susceptibilidade magnética). Apesar deste sistema proposto em [14] permitir ter uma resposta bi-estável e assimétrica, porém este *design* não permite ter o efeito de diodo, pois a diferença entre os níveis de transmissão para excitações provenientes de direcções opostas é reduzido.

Outro exemplo de dispositivos não recíprocos está demonstrado em [18], neste artigo os autores propõem uma metasuperfície não-recíproca (superfície geralmente constituído por metal e materiais dieléctrico especificamente criados para obter uma resposta electromagnética desejada). Esta estrutura permite obter resposta assimétrica, mas não consegue atingir uma transmissão total ($T=1$) ou nula ($T=0$).

Outra possibilidade é proposta em [19] em que se demonstra que uma estrutura metamaterial assimétrica composto por elementos não-lineares apresenta uma forte resposta bi-estável e ciclos de histerese, o que permite que a estrutura tenha um comportamento semelhante a um *switch* electromagnético controlado pela intensidade do campo incidente.

Por último existe um outro estudo mais recente, reportado na referência [15], em que a estrutura não-linear consiste numa linha de transmissão acoplada a um varactor num SRR quadrado e com uma descontinuidade do tipo *open-ended*, mas tal como o artigo [14] o efeito de diodo não se proporciona.

Motivado por estes resultados o objectivo desta dissertação passa por projectar um sistema 2D para operar na região das microondas e que possua características de transmissão semelhantes às obtidas pelo metamaterial 3D em [16]. Ou seja, pretendemos um dispositivo que para uma frequência fixa se comporte como um díodo electromagnético, isto é, que para um nível fixo de potência, permita ter $|T| \approx 1$ para uma direcção de excitação e $|T| \approx 0$ para a outra. Este sistema consiste em duas linhas de transmissão (que irão ser implementadas em tecnologia de microstrip) conectadas a um circuito com um aglomerado de componentes, como representado na figura 2.4.

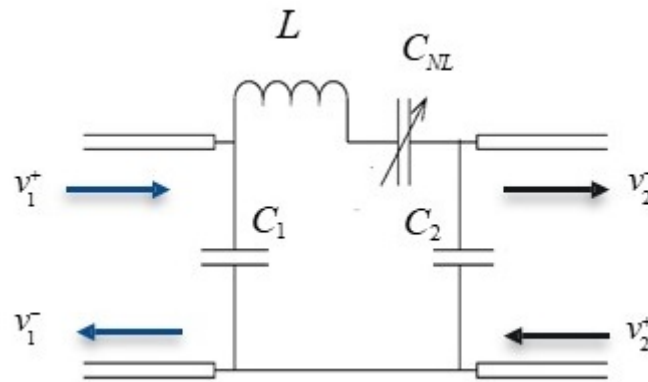


Figura 2.4: Circuito do modelo ideal 2D do díodo electromagnético - C_1 e C_2 - condensadores *shunt*; L - indutor; C_{NL} - Varactor, figura utilizada com autorização do autor.

As linhas de transmissão do circuito terão uma impedância característica de valor $Z_0 = 50 \Omega$ de forma a que haja adaptação com a generalidade dos circuitos de microondas existentes no mercado. Estas serão conectadas a dois condensadores C_1 e C_2 que funcionarão como condensadores *shunt*. O circuito terá ainda um indutor L que estará conectado ao varactor (C_{NL}).

Assim sendo, e à semelhança do que acontece no metamaterial, irei usar o *varactor* para assegurar a resposta não-linear que possa permitir uma resposta fortemente não-recíproca. Por outro lado os condensadores de *shunt* e o indutor irão permitir ter graus de liberdade adicionais para configurar a frequência de trabalho desejada. Iremos usar condensadores com valores diferentes para assegurar a assimetria estrutural e reforçar a resposta não-recíproca do sistema.

O funcionamento do circuito é descrito da seguinte forma: no regime linear ele vai

ser ressonante numa certa frequência que pode ser sintonizada mudando os condensadores de shunt e o indutor. A resposta não-linear do circuito, nomeadamente a variação na capacidade do varactor, permitirá mover essa ressonância de tal forma que, para um nível de sinal e frequências fixos, a frequência de ressonância se moverá de forma diferente consoante a direcção de excitação. Assim podemos ter regimes em que temos $|T| = 1$ no porto 1 e $|T| = 0$ no porto 2, ou vice-versa.

2.2 Implementação do díodo electromagnético em *microstrip*

A implementação do circuito descrito na figura 2.3 terá como base linhas de transmissão em *microstrip*. A *microstrip* é um dos mais populares tipos de linhas de transmissão, pois é facilmente miniaturizado, ou seja pode ser reduzido a dimensões muito pequenas, e ainda é facilmente integrado tanto em dispositivo microondas passivos como activos.

A geometria de uma microstrip está representada na figura seguinte:

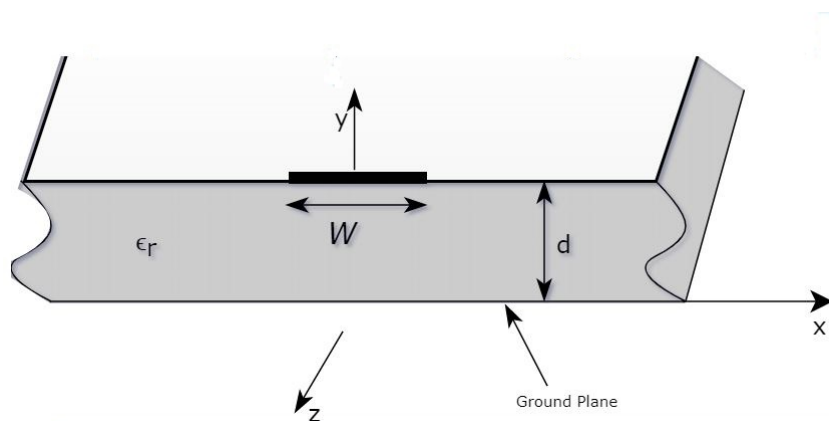


Figura 2.5: Geometria de uma linha de transmissão em Microstrip, adaptado de [1].

Este tipo de linhas de transmissão consiste num fino condutor de largura W separado de uma superfície metálica (ground) por um substrato dielétrico com espessura d e permeabilidade relativa ϵ_r .

O modo de propagação que está presente em *microstrip* não é puramente transversal electromagnético (Transverse electromagnetic modes (TEM)), mas sim quasi-TEM.

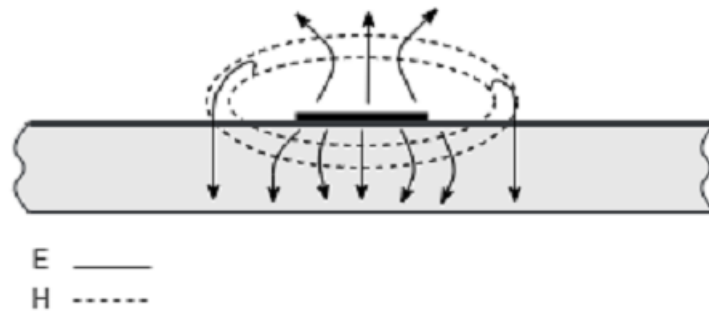


Figura 2.6: Linhas de Campo Eléctricas e Magnéticas numa *Microstrip*, adaptado de [1].

Assumindo um modo de propagação quasi-TEM, a velocidade de fase da microstrip é dada por [20]:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2.1)$$

onde c é a velocidade da luz e ϵ_{eff} é a constante dieléctrica efectiva do material do substrato.

A constante dieléctrica efectiva de uma *microstrip* é dada de pela seguinte expressão:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.2)$$

A constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) pode ser interpretada como uma constante dieléctrica de um meio homogéneo que substitui as regiões do ar e do dieléctrico, como mostrado na figura 2.7.

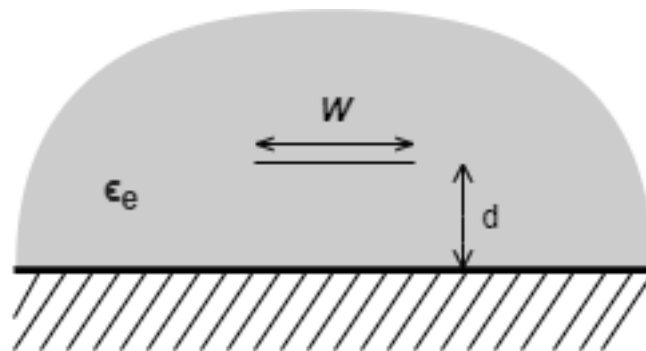


Figura 2.7: Geometria equivalente de uma *microstrip* onde o substrato dieléctrico é substituído por um meio homogéneo, adaptado de [1].

Podemos ver na figura 2.6 que algumas das linhas de campo estão na região do dieléctrico enquanto outras estão no ar. Devido a isto temos que a constante dieléctrica efectiva satisfaz a seguinte relação:

$$1 < \epsilon_{\text{eff}} < \epsilon_r \quad (2.3)$$

A impedância de uma *microstrip* pode ser calculada usando:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}[W/d + 1.39 + 0.667 \ln(W/d + 1.44)]} & \text{para } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

Por outro lado, caso se pretenda fixar o valor da impedância característica da linha e obter o valor W/d correspondente, pode-se usar a seguinte expressão:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - A} & \text{para } W/d \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } W/d \geq 2 \end{cases} \quad (2.5)$$

onde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.6)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.7)$$

Como foi referido anteriormente, para ter adaptação com a generalidade de circuitos de microondas, pretendemos uma impedância característica igual a 50Ω . Tendo em conta que o material utilizado no substrato é tipicamente FR-4, cuja permitividade relativa é igual a $\epsilon_r = 4.3$ [21] e espessura $d = 1.6$ mm podemos usar as equações 2.4-2.7 para obter as dimensões reais da *microstrip* a usar.

Para os parâmetros escolhidos temos que $A=1.516$ e $B=5.712$ pelo que a microstrip resultante tem dimensões $W/d=1.896$.

2.2.1 Análise Teórica

Para analisar o funcionamento do díodo electromagnético iremos usar as técnicas habituais de análise de circuitos de microondas baseadas em matrizes de *scattering* e matrizes ABCD.

2.2.1.1 Matriz *Scattering*

Os dispositivos de microondas podem ser caracterizados através de vários parâmetros, como por exemplo os parâmetros de impedância (Z), admitância (Y), *scattering* e ainda utilizando a matriz ABCD. Na prática, tipicamente mede-se a matriz de *scattering* e através de transformações matemáticas [1] conseguimos obter as restantes matrizes.

A obtenção dos parâmetros S pode ser feita de forma analítica recorrendo à análise da rede de dois portos ou podemos medi-los directamente usando um Analisador Vectorial de Redes.

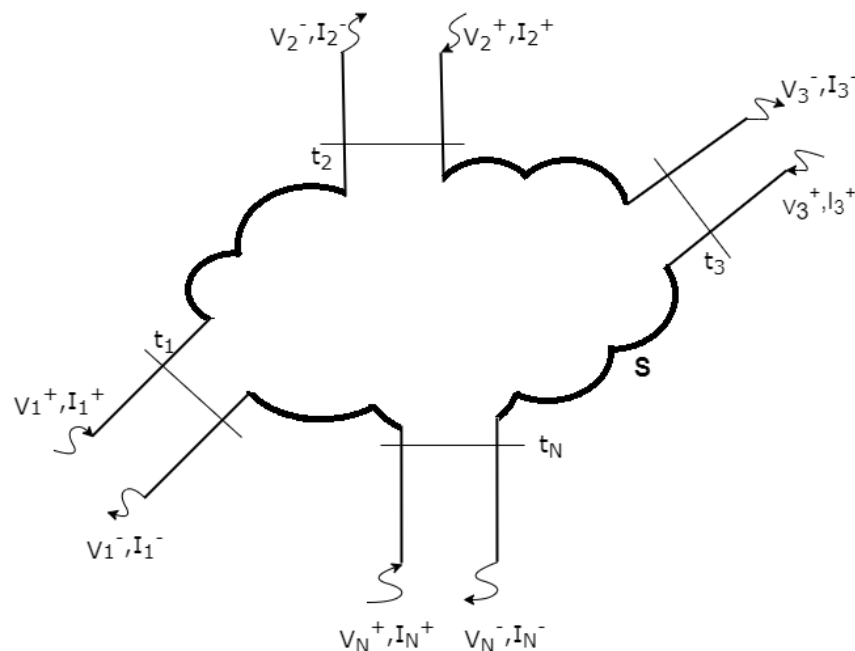


Figura 2.8: Rede de N-portos, adaptado de [1].

A matriz de *scattering* fornece uma descrição completa de um qualquer sistema de N-portos, tal como acontece com as matrizes de impedância e de admitância. Sendo que a diferença que existe entre a matriz de *scattering* e as matrizes de impedâncias e admitância é que estas relacionam as tensões totais com as correntes nos portos enquanto que a matriz de *scattering* relaciona a tensão da onda incidente nos portos com a reflectida.

Consideremos a figura 2.8 onde está representado uma rede de N-portos, onde V_N^+ é a amplitude da tensão da onda incidente no porto N e V_N^- é a amplitude da tensão da onda reflectida. A matriz de *scattering* é definida em relação às tensões das ondas incidente e reflectida da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & \ddots & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \\ \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_1^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Um elemento específico da matriz de *scattering* pode ser obtido através de:

$$S_{i,j} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+=0} \quad \text{para } k \neq j \quad (2.9)$$

Portanto S_{ij} é encontrado enviando uma onda incidente V_j^+ no porto j e medindo a amplitude da onda reflectida no porto i . As ondas incidentes em todos os portos, excepto no porto j , são definidas como zero, o que significa que todos os outros portos devem estar conectados a cargas adaptadas de forma a evitar reflexões. Assim, S_{ii} é o coeficiente de reflexão que é obtido olhando para o porto i quando todos os outros portos estão conectados a cargas adaptadas, e S_{ij} é o coeficiente de transmissão do porto j para o porto i quando todos os outros portos são conectados a cargas adaptadas.

2.2.1.2 Matriz ABCD

Os parâmetros de impedância, admitância e *scattering* podem ser usados para caracterizar um rede de microondas com um qualquer número de portos, porém quando se conectam duas ou mais redes o cálculo destas quantidades não é directo. Nestes casos é

conveniente definir uma matriz ABCD para cada uma das redes de 2 portos, como ilustrado na figura 2.9:

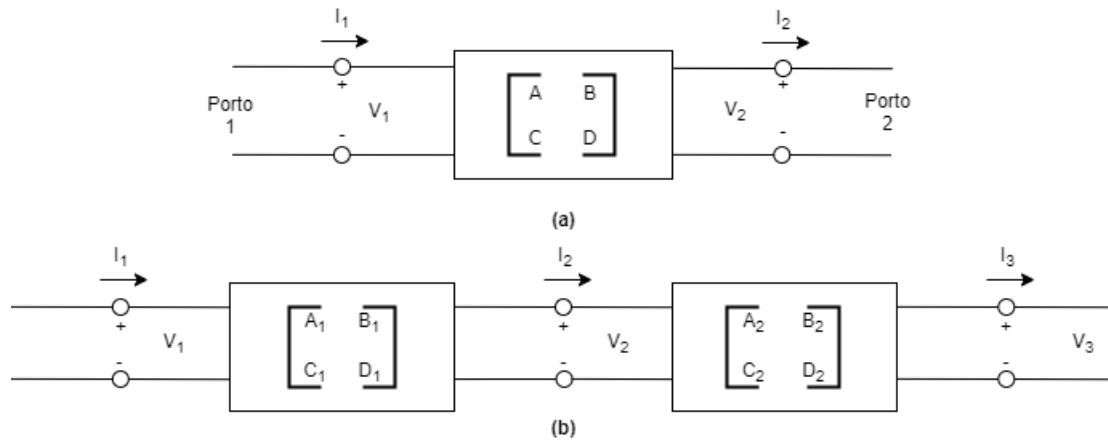


Figura 2.9: (a) Rede de dois portos; (b) Cascata de redes de dois portos, adaptado de [1].

A matriz ABCD da rede de dois portos ilustrada na figura 2.9(a) é dada por:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Para uma cascata de redes de dois portos temos:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

Ao juntarmos as duas equações obtemos:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Assim, a generalização para o cálculo da matriz ABCD de uma cascata de N redes de microondas é trivial e é dada pelo produto das matrizes ABCD de cada uma das redes.

Após a obtenção da matriz ABCD global do sistema é possível convertê-la nos outros

parâmetros se for necessário. Assim podemos usar as seguintes transformações para obter os parâmetros de *scattering* do sistema [1]:

$$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (2.13)$$

$$S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (2.14)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (2.15)$$

$$S_{22} = \frac{-A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (2.16)$$

2.2.1.3 Funcionamento no Regime Linear

Quando estamos no regime linear podemos utilizar as matrizes já estudadas nas secções 2.2.1.1 e 2.2.1.2 para determinar a resposta do circuito. Isto é possível pois quando a amplitude da excitação é bastante reduzida o comportamento não-linear do sistema é desprezável. Desta forma, o circuito equivalente do varactor apenas consiste num condensador com capacidade constante e uma resistência em série com um indutor (ver figura 2.2).

Como foi referido anteriormente pretendemos que o circuito seja ressonante ($T=1$) numa zona de frequências desejável, neste caso (e sem qualquer perda de generalidade) próximo de 400MHz, dentro do regime das microondas. Assim utilizando a resposta linear do circuito iremos escolher componentes que nos permitam que o mesmo seja ressonante na gama de frequências desejada. O objectivo é que o comportamento não-linear do sistema seja suficientemente forte para alterar a frequência de ressonância dinamicamente, podendo para uma frequência fixa passar de estados com transmissão total ($T=1$) para transmissão nula ($T=0$) controlando apenas a amplitude do sinal incidente. Assim, interessa ter um resposta linear em que exista uma ressonância no coeficiente de transmissão próximo de 400 MHz e que a mesma seja de banda estreita.

Através das propriedades das matrizes ABCD de circuitos de microondas presentes em [1] e das técnicas descritas nas secções anteriores conseguimos determinar a matriz ABCD global do sistema.

Vamos dividir o circuito do modelo em três circuitos: circuito Z, circuito Y_1 e circuito Y_2 , como demonstrado na figura 2.10:

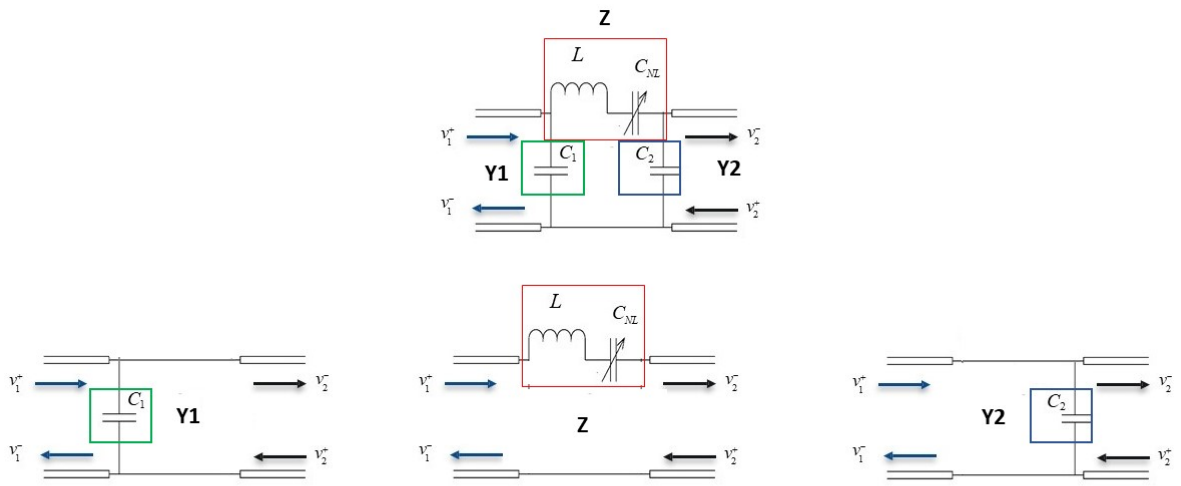


Figura 2.10: Divisão do circuito modelo em três circuitos - (a) Circuito Y_1 ; (b) Circuito Z; (c) Circuito Y_2 .

A matriz ABCD para o circuito Z é dada por:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_L + Z_{C_{NL}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Sendo Z_L a impedância do indutor e $Z_{C_{NL}}$ a impedância do varactor.

De modo a calcular o valor da impedância do varactor $Z_{C_{NL}}$, iremos utilizar a expressão presente em [17] de forma a calcular a sua capacitância, onde C_{J0} é a capacidade de junção de polarização, V_R é a tensão DC inversa, V_J é o potencial de junção, C_p é a

capacidade parasita e M é o coeficiente de gradação:

$$C_V = \frac{C_{J0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_J}\right)^M} + C_P \quad (2.18)$$

Através deste resultado podemos escrever que $Z_{C_{NL}}$ é dado por:

$$Z_{C_{NL}} = \frac{j\omega L + R + 1}{\omega C_V} \quad (2.19)$$

As matrizes dos circuitos Y1 e Y2 são dadas por:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_C} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Sendo Z_C a impedância dos condensadores.

A matriz ABCD do sistema total é dada por:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_2}} & Z_L + Z_{C_{NL}} \\ \frac{Z_L + Z_{C_{NL}} + Z_{C_1} + Z_{C_2}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} & 1 + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_1}} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Usando as transformações 2.13-2.16 obtemos a matriz de *scattering* do sistema, sendo dada por:

$$S_{11} = \frac{\frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_2}} + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{50} - \left(\frac{Z_L + Z_{C_{NL}} + Z_{C_1} + Z_{C_2}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} \times 50\right) - \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_1}}}{\frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_2}} + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{50} + \left(\frac{Z_L + Z_{C_{NL}} + Z_{C_1} + Z_{C_2}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} \times 50\right) + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_1}}} \quad (2.22)$$

$$S_{12} = \frac{2}{\frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_2}} + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{50} + \left(\frac{Z_L + Z_{C_{NL}} + Z_{C_1} + Z_{C_2}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} \times 50\right) + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_1}}} \quad (2.23)$$

$$S_{21} = \frac{2}{\frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_2}} + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{50} + \left(\frac{Z_L + Z_{C_{NL}} + Z_{C_1} + Z_{C_2}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} \times 50\right) + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_1}}} \quad (2.24)$$

$$S_{22} = \frac{-\left(1 + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_2}}\right) + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{50} - \left(\frac{Z_L + Z_{C_{NL}} + Z_{C_1} + Z_{C_2}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} \times 50\right) + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_1}}}{\frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_2}} + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{50} + \left(\frac{Z_L + Z_{C_{NL}} + Z_{C_1} + Z_{C_2}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} \times 50\right) + \frac{Z_L + Z_{C_{NL}}}{Z_{C_1}}} \quad (2.25)$$

Como se pode ver os parâmetros de scattering S_{12} e S_{21} , que podem ser entendidos como transmissão do porto 2 para o porto 1 e vice-versa, são iguais. Logo o sistema no regime linear é recíproco. É importante enfatizar que a não reciprocidade surge apenas no regime não-linear (isto é, quando temos amplitudes de excitação significativas) devido ao facto da impedância $Z_{C_{NL}}$ poder tornar-se dependente da direcção de propagação

O *software Mathematica* será utilizado para encontrar quais os componentes que iremos utilizar no circuito, pois o *software* possui capacidades excelentes para cálculo simbólico [22] e desta forma poderemos analisar os parâmetros S obtidos, nomeadamente o parâmetros S_{21} que está relacionado com o coeficiente de transmissão do sistema.

Uma análise paramétrica às propriedades de transmissão do sistema onde variava os valores dos componentes e monitorizava a frequência de ressonância do sistema indicou que para termos um pico de transmissão na região próxima dos 350 MHz no regime linear poderíamos usar os seguintes componentes no circuito indicado na figura 2.4:

- Varactor: SMV1405-079LF [17]
- $L=90$ nH [23]
- $C1=13$ pF [24]
- $C2 =15$ pF [25]

Os componentes do *varactor*, já identificados na figura 2.2, têm os seguintes valores:

- $L_S = 0.7$ nH
- $C_{J0} = 2.37$ pF
- $C_P = 0.29$ pF
- $R_S = 0.80 \Omega$

Na Fig. 2.11 é mostrada a característica de transmissão do circuito apresentado na figura 2.3 com os valores dos componentes dados acima e como função da frequência, calculada usando a equação 2.24.

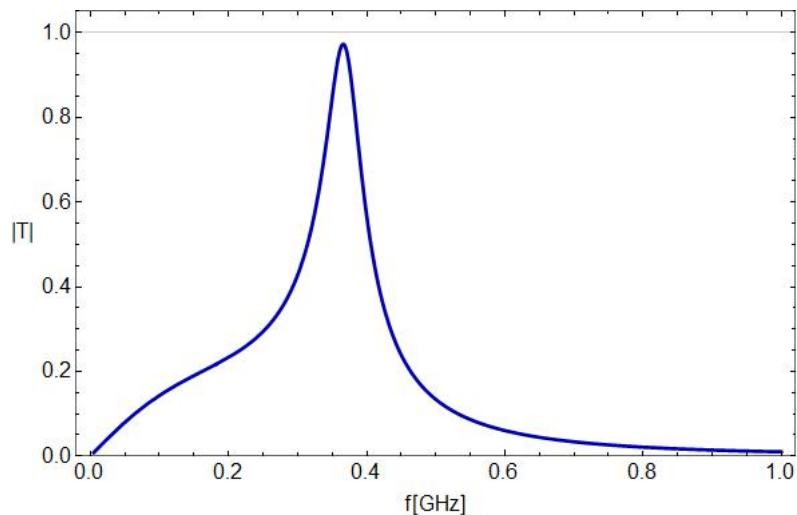


Figura 2.11: Gráfico da transmissão em função da frequência

É importante referir que a lista de componentes proposta não corresponde ao único conjunto de componentes que permitem obter um pico de transmissão na zona espectral desejada. De facto, ligeiras alterações nos valores da capacidade e indutância podem permitir modificar a largura da ressonância sem alterar significativamente a frequência de ressonância. Os valores propostos foram escolhidos de acordo com os componentes disponíveis no mercado e também de forma a que a largura da ressonância fosse reduzida.

2.2.2 Análise Numérica do Circuito Realista no Regime Linear

Na secção anterior estudamos o comportamento do sistema ideal onde os elementos discretos não ocupavam qualquer espaço na linha. Nesta secção iremos analisar a resposta linear do circuito já tendo em conta o tamanho real dos componentes, como podemos ver na figura 2.14.

Para reservar espaço na linha de microstrip para poder acomodar os elementos do circuito teremos de inevitavelmente introduzir descontinuidades na linha.

Uma descontinuidade numa *microstrip* é causada por uma mudança abrupta na sua geometria, o que provoca, como seria de esperar, alterações no campo magnético e eléctrico que é transportado pela *strip* na zona próxima à descontinuidade. A alteração provocada no campo eléctrico dá origem a uma variação na capacidade enquanto a alteração do campo magnético provoca uma mudança na inductância do circuito.

As descontinuidades mais comuns em *microstrip* são *open-end*, mudança na largura da *strip*, *gaps* e por último *T-junction*, estando estas representadas na figura 2.12:

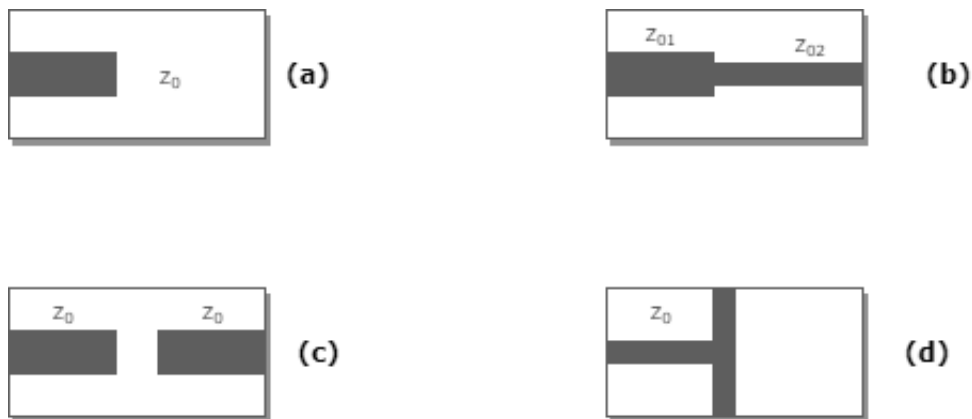


Figura 2.12: Formas mais comuns de Descontinuidades em Microstrip, adaptado de [1]. (a) Open-end Microstrip; (b) Alteração da Largura da Strip; (c) Gap na Strip; (d) T-junction.

Na estrutura em estudo, ver figura 2.14, o tipo de descontinuidade a introduzir é do tipo *gap*, já que será necessário reservar espaço para acomodar o varactor e o indutor. Como as dimensões das descontinuidades costumam ser bastante inferiores ao comprimento de onda da *microstrip*, estas podem ser modeladas por circuitos equivalentes em que a descontinuidade é substituída por elementos discretos (condensadores e/ou indu-

tores) com parâmetros dependentes da geometria e dimensões da descontinuidade. Por esta razão que as descontinuidades numa *microstrip* poderão gerar efeitos significativos na propagação das ondas na *microstrip*. Como podemos ver na figura 2.14, no nosso caso vamos ter duas descontinuidades no sistema sendo o circuito equivalente de cada descontinuidade dado por três condensadores numa configuração- π , como mostrado na figura 2.13:

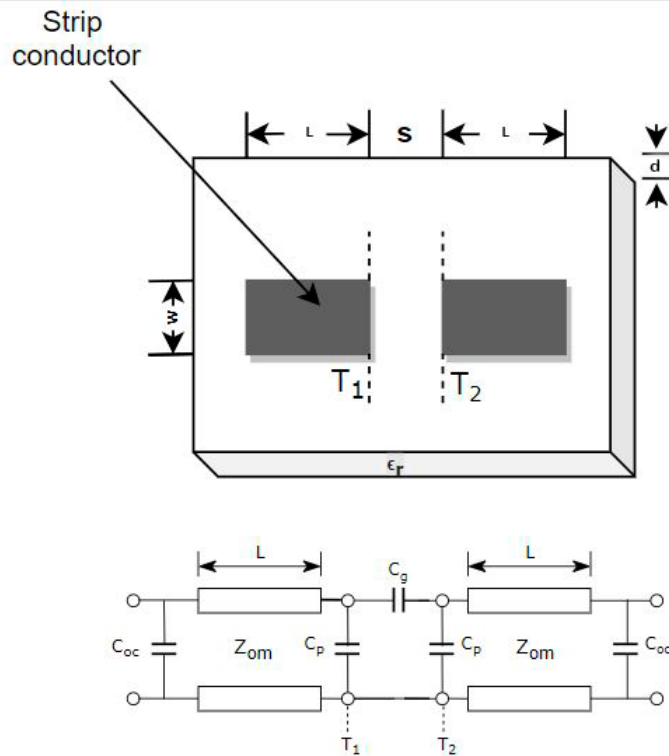


Figura 2.13: Descontinuidade numa *Microstrip* e respectivo circuito equivalente, adaptado de [1].

W - largura da *strip*; d - altura dielétrico; ϵ_r - constante dielétrica e s - largura da *gap*.

Analisando o circuito equivalente entre os planos de referência T_1 e T_2 concluímos que existem dois tipos de condensadores. Os condensadores C_p , que são condensadores shunt, e que descrevem a alteração do campo eléctrico junto à descontinuidade. Por outro lado, o condensador série C_g determina o acoplamento entre as duas *strips* [26].

Se aumentarmos o comprimento da descontinuidade C_g irá baixar o seu valor. Para um gap de tamanho infinito entre as duas *strips* C_g aproxima-se de zero e os condensadores C_p funcionarão como condensadores finais numa descontinuidade *open-ended* [27].

De forma a conseguir determinar os valores dos condensadores C_g e C_p podemos utilizar diversos métodos. Estes métodos são denominados de métodos quase estáticos e servem para descobrir o valor do excesso da carga distribuída junto da descontinuidade. De entre os métodos quase estáticos para obter o valor do excesso da carga distribuída junto da descontinuidade destacam-se:

- Método da matriz invertida por Farar and Adams [28]
- Método variacional por Maeda [29]
- Método da utilização de linhas na fonte com carga inversa por Benedek e Sylvester [30]

O método proposto por Benedek e Sylvester[30] é aquele que apresenta resultados mais precisos, pois os outros métodos necessitam de subtracções de grandes números aproximadamente iguais. Baseado em Benedek e Sylvester [30] podemos escrever as seguintes expressões que relacionam os condensadores C_g e C_p em termos de C_{even} e C_{odd} da seguinte forma [26]:

$$C_p = \frac{C_{\text{even}}}{2} \quad (2.26)$$

$$C_g = \frac{C_{\text{odd}} - C_p}{2} \quad (2.27)$$

Onde C_{even} e C_{odd} são os parâmetros do circuito equivalente quando excitado simetricamente e anti-simetricamente, respectivamente [26]. As expressões para C_{even} e C_{odd} para uma microstrip assente num substrato com permitividade relativa $\epsilon_r = 9.6$ e um o valor de $\frac{W}{d}$ que esteja compreendido entre 0.5 e 2 são as seguintes:

$$\frac{C_{\text{odd}}}{W} = \left(\frac{S}{W}\right)^{m_0} \exp(K_0) \quad (2.28)$$

$$\frac{C_{\text{even}}}{W} = 12 \left(\frac{S}{W}\right)^{m_e} \exp(K_e) \quad (2.29)$$

Onde

$$m_0 = \frac{W}{d}(0.619 \log W/d - 0.385)$$

$$K_0 = 4.26 - 1.45 \log W/d \quad , \text{ quando } (0.1 \leq S/W \leq 1.0)$$

$$m_e = 0.868$$

$$K_e = 2.04 \left(\frac{W}{d}\right)^{0.12} \quad , \text{ quando } (0.1 \leq S/W \leq 0.3) \quad (2.30)$$

$$m_e = \frac{1.57}{(W/d)^{0.16}} - 1$$

$$K_e = 1.97 - \frac{0.03}{W/d} \quad , \text{ quando } (0.3 \leq S/W \leq 1)$$

Caso a constante dieléctrica do substrato seja diferente de 9.6, que acontece no nosso caso pois iremos utilizar FR-4, é necessário fazer uma conversão dos valores de C_{even} e C_{odd} obtidos, de tal forma que:

$$C_{\text{even}}(\varepsilon_r) = C_{\text{even}}(9.6)(\varepsilon_r/9.6)^{0.9} \quad (2.31)$$

$$C_{\text{odd}}(\varepsilon_r) = C_{\text{odd}}(9.6)(\varepsilon_r/9.6)^{0.8} \quad (2.32)$$

Através das expressões apresentadas vamos calcular os valores das capacidades das nossas discontinuidades, sendo que a largura da discontinuidade que se apresenta do lado esquerdo (*Gap* 1 da figura 2.14) corresponde ao comprimento do varactor, ou seja 1 mm. Assim, obtemos os valores de $S/W = \frac{1}{3.11} = 0.322$. Utilizando este valor em conjunto com as equações 2.26-2.32 determinamos os valores das capacidades da discontinuidade do lado esquerdo.

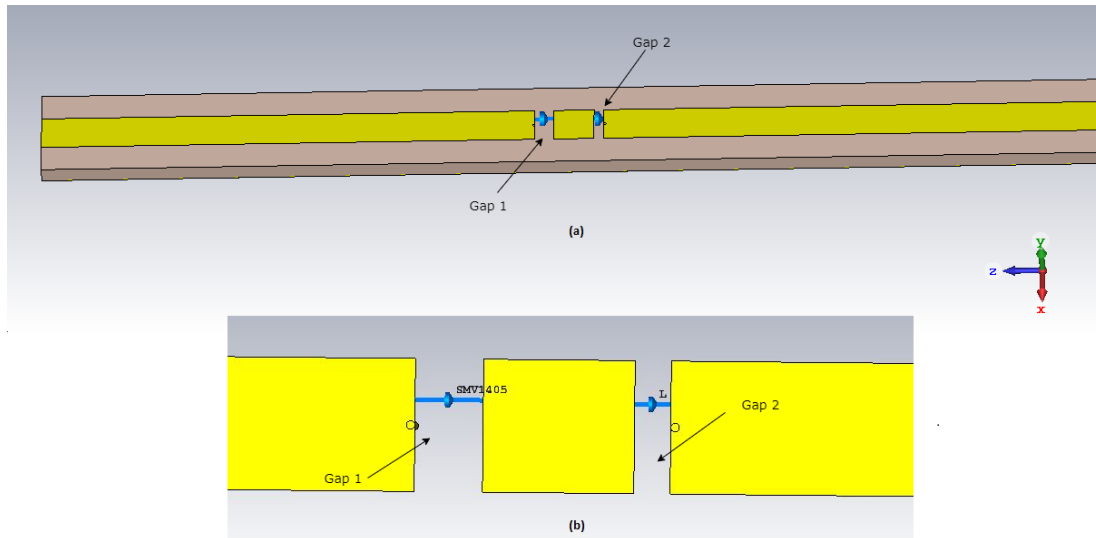


Figura 2.14: Componente com identificação das descontinuidades.

- (a) Vista geral do componente;
 (b) Vista aproximada das descontinuidades.

Desta forma para a *gap 1* obtemos os seguintes valores de C_g e C_p do nosso circuito equivalente:

$$C_p = \frac{0.087}{2} = 0.044 \text{ pF} \quad (2.33)$$

$$C_g = \frac{0.041 - 0.039}{2} = 0.001 \text{ pF}$$

É importante realçar que a descontinuidade do lado direito (*gap 2* da figura 2.14), que serve para acomodar o indutor, tem dimensões distintas da descontinuidade do lado esquerdo. Desta forma será necessário refazer todo o processo anterior para determinar os parâmetros do circuito equivalente que modela esta descontinuidade. A descontinuidades do lado direito tem $S = 0.85 \text{ mm}$, pelo que se obtém $S/W = 0.273$ e assim obtemos os seguintes valores das capacidades das descontinuidades:

$$C_p = \frac{0.054}{2} = 0.027 \text{ pF} \quad (2.34)$$

$$C_g = \frac{0.041 - 0.027}{2} = 0.007 \text{ pF}$$

Utilizando os valores obtidos em 2.33 e 2.34 podemos calcular as matrizes ABCD destes circuitos- π sendo estas iguais a:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{Cg}}{Z_{Cp}} & Z_{Cg} \\ \frac{2}{Z_{Cp}} + \frac{Z_{Cg}}{Z_{Cp}^2} & 1 + \frac{Z_{Cg}}{Z_{Cp}} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

As matrizes ABCD dos circuitos- π apresentadas em 2.35 serão multiplicadas com a matriz ABCD (2.17) obtida anteriormente.

Em relação à patch central podemos escrever a sua matriz ABCD da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Com $\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$ e onde k_0 é dado por $k_0 = w \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$.

Estes resultados serão analisados numericamente e comparados com os resultados obtidos através de simulação de onda completa no software CST-MWS. O CST-MWS permite simular circuitos de microondas com componentes discretos, como por exemplo condensadores, indutores e resistências, através de elementos pontuais cujos valores são definidos pelo utilizador [31].

Na simulação os condensadores, indutores e varactor serão caracterizados através de *lumped elements*. Os *lumped elements* permitem especificar os valores de resistência, capacidade e indutância de uma carga genérica de acordo com 2 configurações, RLC série ou RLC paralelo. Com estas duas opções, e ligando de forma correcta ao *ground plane*, conseguimos facilmente ter a configuração do nosso circuito 2D. Iremos considerar ainda as dimensões dos *lumped elements* consistentes com os tamanhos reais típicos dos elementos que fazem parte do circuito. Dessa forma incluirei na simulação também os apoios metálicos necessários para soldar correctamente cada um dos elementos.

A simulação permitirá obter um circuito de microondas que permite replicar o comportamento da estrutura 2D. A figura seguinte mostra um circuito 2D com duas linhas de transmissão conectadas por *lumped elements*.

Após a introdução dos conectores SMA o componente a simular é o seguinte:

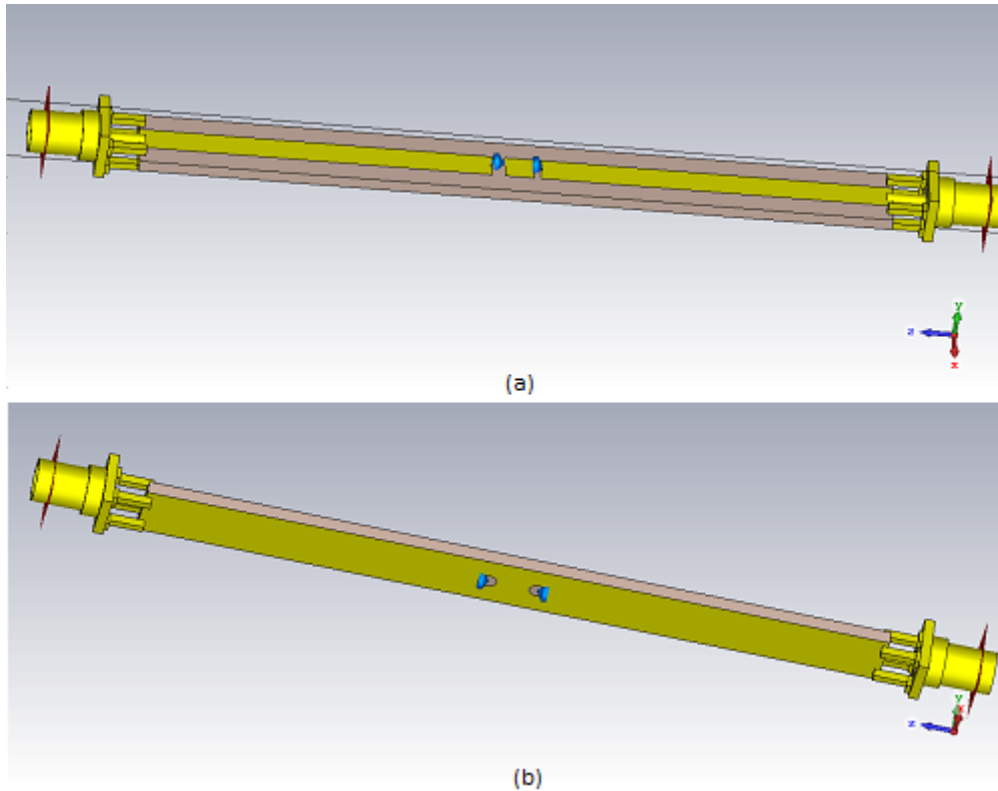


Figura 2.15: Componente simulado - (a) Vista Superior; (b) Vista Inferior

Analisando e comparando os resultados obtidos na simulação com os obtidos teoricamente antes e depois da alteração no *script* do Mathematica de forma a que sejam consideradas as descontinuidades presentes no componente, através da introdução das suas matrizes ABCD, obtemos o resultado representado na figura 2.16:

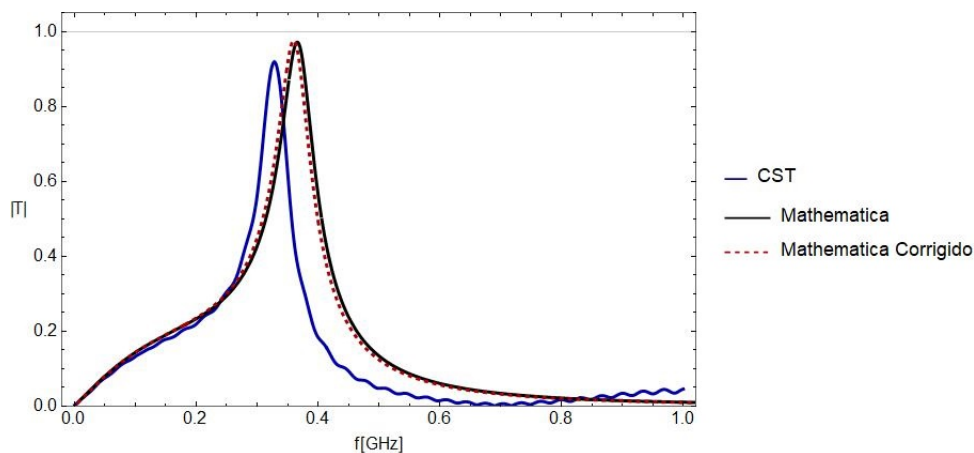


Figura 2.16: Comparação dos resultados obtidos na análise numérica com a análise teórica com a matriz ABCD alterada.

Os resultados prevêem uma ressonância do coeficiente de transmissão nas proximidades da frequência 0.4 GHz. A diferença visível entre as frequências de ressonância previstas pelo modelo teórico e simulação deve-se a três factores: (i) devido à introdução de uma pequena *patch* para que fosse possível soldar os componentes entre as duas *strips*; (ii) as descontinuidades estudadas anteriormente; (iii) e ainda que nesta simulação tivemos em conta os tamanhos reais dos componentes escolhidos.

Analisando a figura 2.16 vemos que mesmo tendo em conta o efeito das descontinuidades (curva vermelho a tracejado na figura 2.16), é visível uma ligeira diferença na frequência de ressonância prevista pelos modelos teóricos e a simulação, bem como no valor máximo do T. Isto deve-se, possivelmente, à introdução das *patch* e ao tamanho real dos componentes, ainda que com a correcção feita nas matrizes ABCD conseguimos aproximar um pouco os resultados.

2.2.3 Dinâmica não-linear do circuito completo

Após ter sido determinado o ponto de funcionamento do circuito no regime linear vamos agora passar à análise da resposta não-linear do sistema, sendo o objectivo determinar qual a resposta do sistema a variações da amplitude do sinal de entrada.

Este processo envolve continuar a usar as matrizes ABCD do sistema, porém agora iremos considerar a resposta não-linear do varactor. No regime não-linear a capacidade do varactor deixa de ser constante e varia consoante a tensão aos seus terminais. Na figura 2.17 temos representada a curva não-linear da capacidade em função da tensão de entrada:

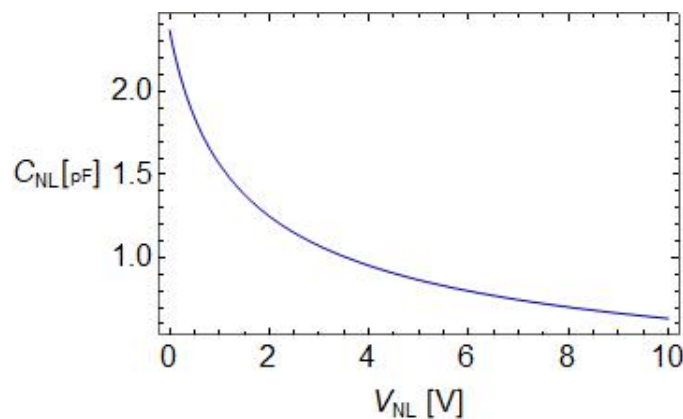


Figura 2.17: Curva não-linear da capacidade do *varactor* escolhido, onde demonstramos a variação da capacidade com a tensão aos seus terminais.

Analisando a figura podemos ver que quando nos aproximamos de tensões mais altas a capacidade do *varactor* se aproxima de valores de capacidade próximos de zero.

Apesar de na maioria dos circuitos se utilizar uma tensão Direct Current (DC) de polarização do varactor que estabelece o ponto de funcionamento do mesmo e o seu sinal Radio Freqüência (RF) ser apenas uma variação pequena desse ponto, o que significa uma utilização do modelo de pequenos sinais, no nosso caso é este mesmo sinal RF que faz variar dinamicamente a capacidade do varactor. Este processo é frequentemente utilizado em circuitos não-lineares nas microondas, nomeadamente nos artigos já referidos em 2.1.

Para mostrar de que forma os efeitos no regime não-linear podem modificar a resposta linear do circuito iremos alterar o valor da sua capacidade inicial C_0 . Na figura 2.18 estão representadas três curvas para a transmissão do porto 1 para o porto 2, $|S_{21}|$, a curva para a capacidade inicial, a curva C_{01} , cujo valor é $C_{01} = C_0 \times 0.8$ que representa os efeitos não-lineares moderados e por último uma curva que representa o caso dos efeitos não-lineares fortes, neste caso o valor é $C_{02} = C_0 \times 0.35$.

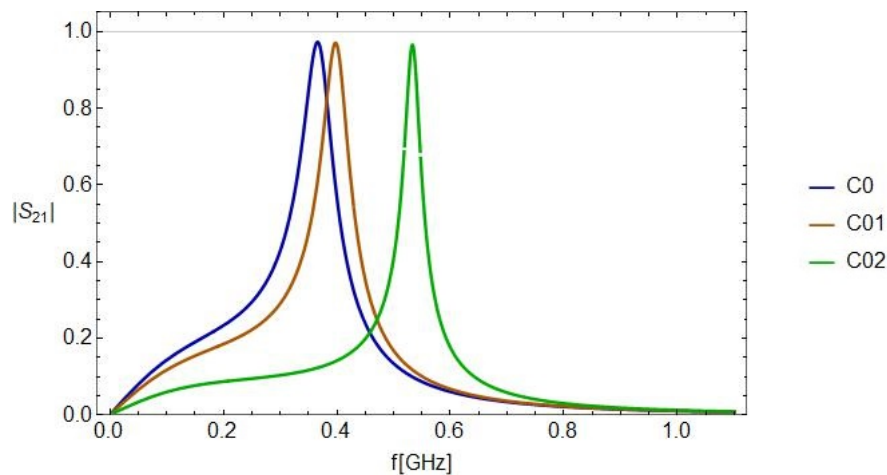


Figura 2.18: Transmissão do porto 1 para o porto 2 como função da frequência e para três capacidades diferentes do *varactor*.

Analisando a figura vemos que variando o valor da capacidade do varactor obtemos variações em relação à curva inicial e como seria de esperar quanto maior forem essas alterações em relação ao valor inicial mais diferenças em relação à curva original vão ter. Para uma variação de cuja capacidade representa 80% do valor inicial temos um pico de ressonância de valores próximos a 400 MHz enquanto que para valores de capacidade de 35% da capacidade inicial o pico de ressonância acontece em frequências mais altas, neste caso o pico de ressonância acontece em aproximadamente 530 MHz. A conclusão que retiramos desta análise é que a dinâmica não-linear pode alterar significativamente a frequência de ressonância e sendo este o tipo de comportamento que pretendemos para o protótipo.

Este comportamento leva a que ao fixarmos a frequência a resposta do sistema é obtida variando parametricamente a tensão não-linear aos terminais do varactor de forma a determinar a relação entre sinal de entrada e sinal transmitido/reflectido, obtendo a figura 2.19:

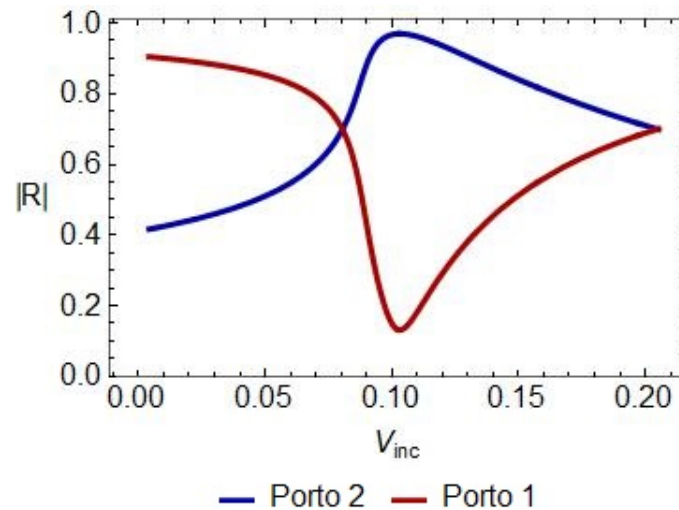


Figura 2.19: Reflexão como função da tensão de entrada para uma frequência fixa (416 MHz).

Ao analisarmos os resultados demonstrados na figura 2.19 para a frequência de 416 MHz confirmamos que o sistema tem assimetria entre os dois portos, sendo que este efeito é o que pretendemos encontrar no nosso protótipo.

Em suma e após o estudo do comportamento teórico do protótipo tanto para quando estamos a operar no regime não-linear como quando passamos a operar no regime não-linear iremos agora demonstrar os resultados obtidos experimentalmente. Como vimos o comportamento esperado é diferente dependendo dos regimes em que estamos a operar, este comportamento deve-se essencialmente ao comportamento do varactor pois quando nos aproximamos de valores de tensão mais elevados a sua capacidade deixa de ser constante.

3

Resultados Experimentais

Após o estudo teórico e numérico da estrutura apresentados no capítulo 2, neste capítulo serão analisados os resultados experimentais obtidos com um protótipo fabricado. Irei explicar brevemente em que consistiu o processo de fabrico do protótipo e o sistema de medição usado. Por fim serão analisados os resultados e comparados com o modelo teórico.

3.1 EAGLE

O processo para a fabricação do componente foi realizado através do *software* EAGLE, apresentado de seguida. A utilização do *software* teve como objectivo a obtenção dos ficheiros *gerber* para o fabrico do díodo electromagnético utilizando tecnologia de circuitos impressos (Printed Circuit Board (PCB)).

Começamos por adicionar os componentes já identificados em 2.2.1.3 através das bibliotecas existentes e criar o esquemático da figura 2.4. Obtendo o seguinte esquemático:

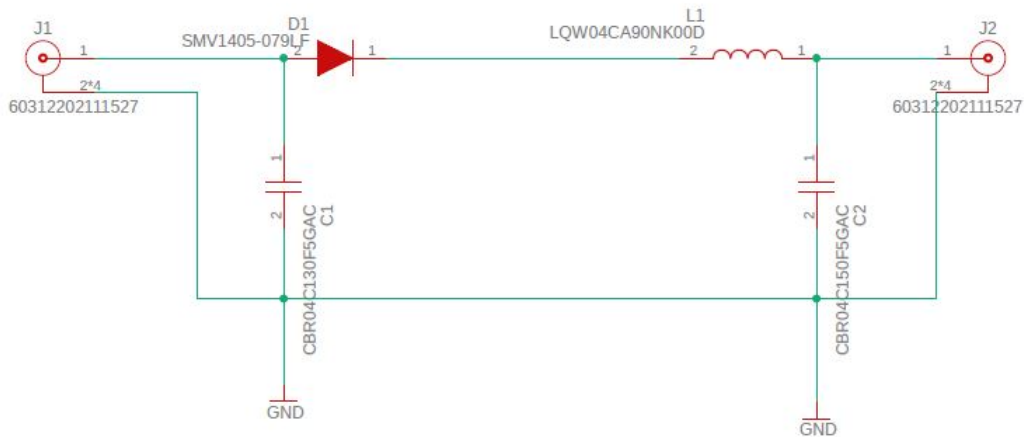


Figura 3.1: Esquemático EAGLE

Após este processo passamos à criação do *Board*. Nesta parte do processo iremos desenhar a imagem que pretendemos imprimir no PCB. No nosso caso teremos duas *layers*, sendo a *layer* de cima onde estarão os componentes varactor e indutor e uma *layer* em baixo que servirá como *Ground* e onde estarão soldados os condensadores.

Depois de tudo isto estar definido obteremos o seguinte *board*:

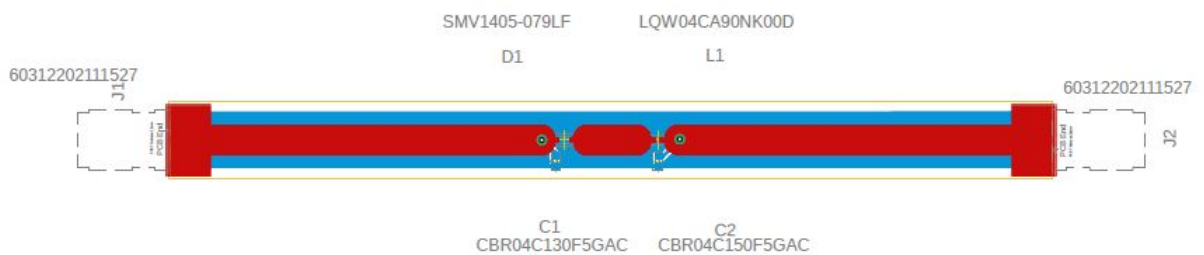


Figura 3.2: *Board* EAGLE

Analisando a imagem 3.2 conseguimos identificar as linhas de transmissão, a *patch* central, as duas descontinuidades já estudadas em 2.2.1.3 e os componentes que foram escolhidos.

Após a montagem do Board estar de acordo com o previsto vamos obter os ficheiros *gerber* que vão permitir a impressão em PCB.

Após a impressão em PCB o componente fabricado é o seguinte:

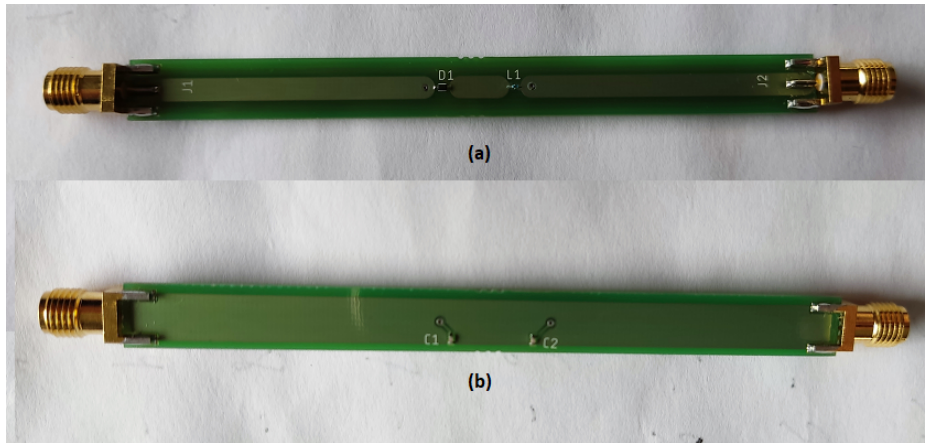


Figura 3.3: Componente final.

(a) Vista Superior - D1 - Varactor SMV1405-079LF ; L1 - Indutor. (b) Vista Inferior - C1 - Condensador shunt 13 pF ; C2 - Condensador shunt 15 pF.

Como podemos ver na imagem 3.3(b) os condensadores de *shunt* (que ligam as *strips* da parte superior ao *ground*) são colocados na face inferior da *board* onde temos o *ground*. Por essa razão, o *ground* apresenta duas pequenas descontinuidades onde são soldados os condensadores de *shunt* que são conectados às *strips* superiores através de vias. Isto implicou uma alteração na morfologia da *microstrip* causando assim mais alterações da morfologia da rede que não foram possíveis de estimar utilizando modelos teóricos.

3.2 Sistema de Medição

O sistema de medição que está representado na figura seguinte, constituído pelo analisador vectorial de redes e respectivos dispositivos periféricos (rato e teclado), o aparelho de calibração do analisador vectorial de redes e uma carga de 50Ω , foi o que utilizamos de forma a obter os resultados experimentais.

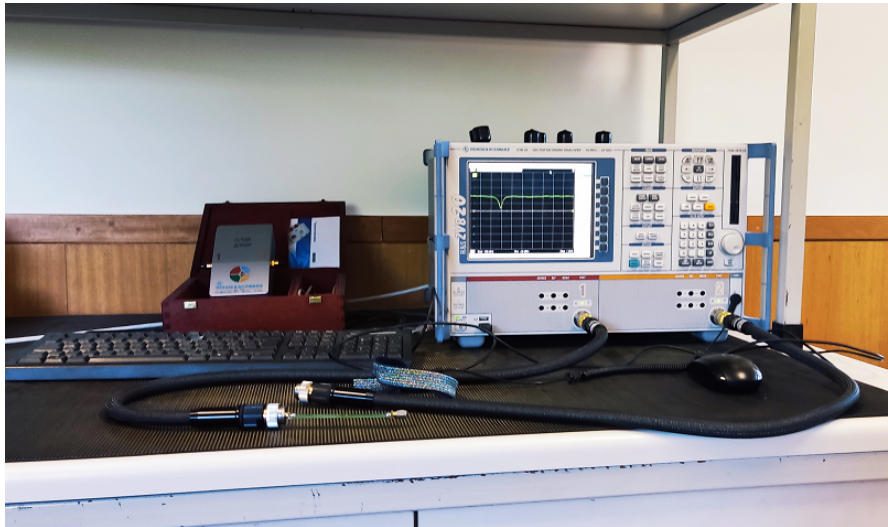


Figura 3.4: *Setup* experimental.

É importante referir que nas medições experimentais correspondentes ao comportamento não-linear do protótipo foi constatado que não era possível medir de forma directa os coeficientes de transmissão S_{21} e S_{12} . As dificuldades prendem-se com o facto do Vector Network Analyser (VNA) não permitir desligar totalmente a potência injectada num dos portos. Dessa forma ambos os portos da estrutura estavam a ser excitados em simultâneo. Devido ao comportamento não-linear do sistema o princípio da sobreposição deixa de poder ser aplicado, logo as medições efectuadas com essa configuração estariam incorrectas. Assim sendo, a estratégia levada a cabo foi a de medir os coeficientes de reflexão (associados aos parâmetros S_{11} e S_{22}) quando o porto de saída é ligado a uma carga adaptada de 50 ohms. A utilização da carga de 50 ohms teve como objectivo evitar possíveis reflexões que possam ser geradas no porto de saída. Desta forma os resultados da dinâmica não-linear que serão apresentados mais à frente serão os do coeficiente de reflexão em vez de transmissão.

3.3 Resultados Experimentais

De forma a analisar a resposta linear do circuito, é injectada um sinal de entrada Alternating Current (AC) proveniente do VNA de baixa potência (-15 dBm) que assegura que os efeitos não lineares sejam desprezáveis. Desta forma, usando o VNA somos capazes de obter os parâmetros S_{11} e S_{21} , parâmetros estes que se relacionam com a transmissão e reflexão da seguinte forma $S_{11} = R$ e $S_{21} = T$. Posteriormente iremos fazer a comparação destes parâmetros medidos com os teóricos e numéricos.

Os parâmetros de transmissão e reflexão medidos no VNA estão representados na figura 3.5:

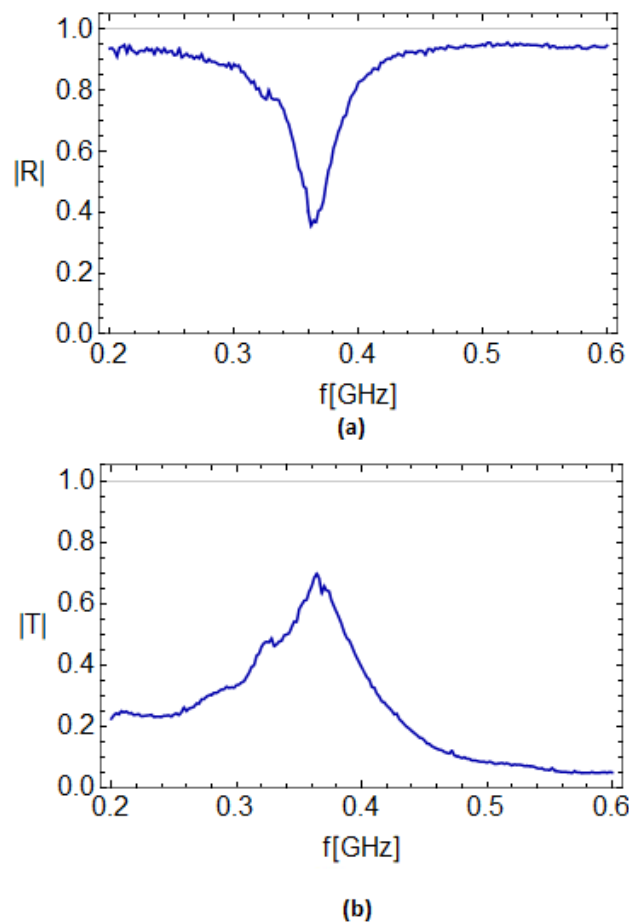


Figura 3.5: Gráfico do coeficiente de reflexão e transmissão do porto de entrada em função da frequência - (a) S_{11} ; (b) S_{21} .

De forma a comparar o comportamento do protótipo fabricado com a resposta prevista pelos estudos teóricos e simulação de onda completa (CST-MWS), na figura 3.6 estão sobrepostos os resultados do parâmetro S_{11} e S_{21} para todos os 3 cenários.

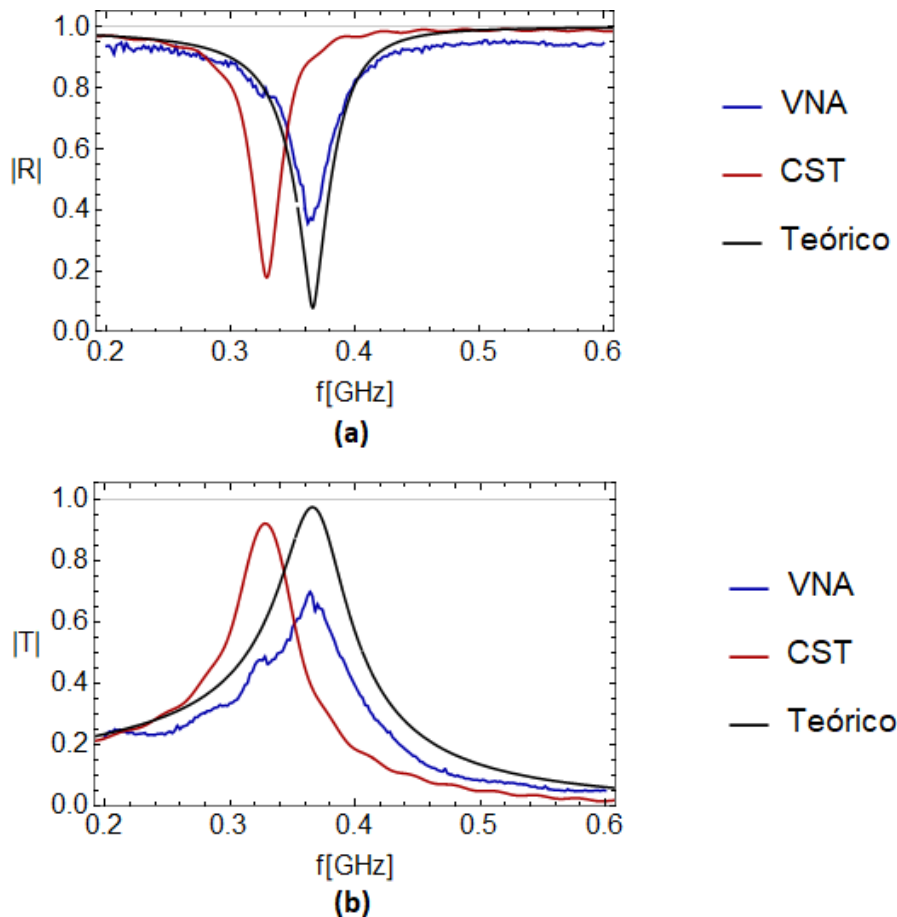


Figura 3.6: Comparação dos resultados obtidos:
(a) Parâmetro S_{11} ; (b) Parâmetro S_{21}

Na comparação entre os resultados verifica-se que existem algumas diferenças entre os resultados obtidos na análise numérica, os obtidos através do VNA e os resultados teóricos. Analisando a figura (a) observamos que o pico de ressonância do protótipo fabricado (linha azul) está na mesma zona que o calculado teoricamente e estes estão situados em frequências um pouco mais elevadas que o obtido através da simulação em CST-MWS. Em relação ao valor de $|R|$ podemos ver que existe alguma diferença entre as três curvas, comparando a curva obtida teoricamente (linha preta) e a curva obtida através dos resultados do VNA (linha azul) existe ainda alguma diferença, sendo que passamos de uma reflexão de aproximadamente 0.1 para um valor de no seu mínimo aproximadamente 0.4,

ou seja uma diferença significativa de 30%. No caso dos resultados obtidos através do *software* CST-MWS (linha vermelha) a reflexão tem o seu mínimo em valores aproximadamente cerca de 0.2. No que diz respeito à figura (b) analisando os valores dos picos de ressonância estamos perante uma situação parecida ao que tínhamos encontrado na análise das comparações para o parâmetro S_{11} , onde o pico de ressonância das curvas azul e preta estão um pouco acima do ponto de ressonância da curva vermelha. No caso dos valores de transmissão temos que entre a curva teórica e a curva obtida no CST-MWS o valor passa de aproximadamente 1 (curva preta) para um valor de $|T| = 0.9$ (curva vermelha). No caso da curva obtida a partir dos resultados no VNA o valor da transmissão baixa para valores próximos a $|T| = 0.7$.

Após a análise aos resultados, mostrados na figura 3.6, concluímos que o circuito fabricado mostra perdas muito mais elevadas, o que degrada o funcionamento previsto do protótipo. Estes valores mais elevados de perdas são devidas a elementos dissipativos parasitas e ainda a possíveis defeitos causados no processo de fabrico, que são impossíveis de controlar.

Após as comparações dos resultados obtidos no VNA com os obtidos teoricamente e numericamente e mesmo tendo elevados níveis de absorção que impede que haja regimes de transmissão total num porto e reflexão total no outro, ainda assim vamos procurar regimes que permitam atingir elevados níveis de assimetria de transmissão nos 2 portos.

Para isto tivemos que recolher para cada potência os dados de todas as frequências no intervalo 200 MHz e 600 MHz, utilizando depois estes dados para obter os gráficos que serão apresentados de seguida. Este processo foi necessário pois a ferramenta de *power sweep*, processo onde iríamos fixar a frequência do sinal incidente e variando a potência do VNA não produz resultados coerentes, pois o tempo entre amostras (de potência) consecutivas não era suficiente para o sistema atingir o estado estacionário.

Os dados obtidos experimentalmente no VNA permitiram que conseguíssemos representar a assimetria entre os coeficientes de transmissão em ambos os portos que dá origem ao seguinte gráfico.

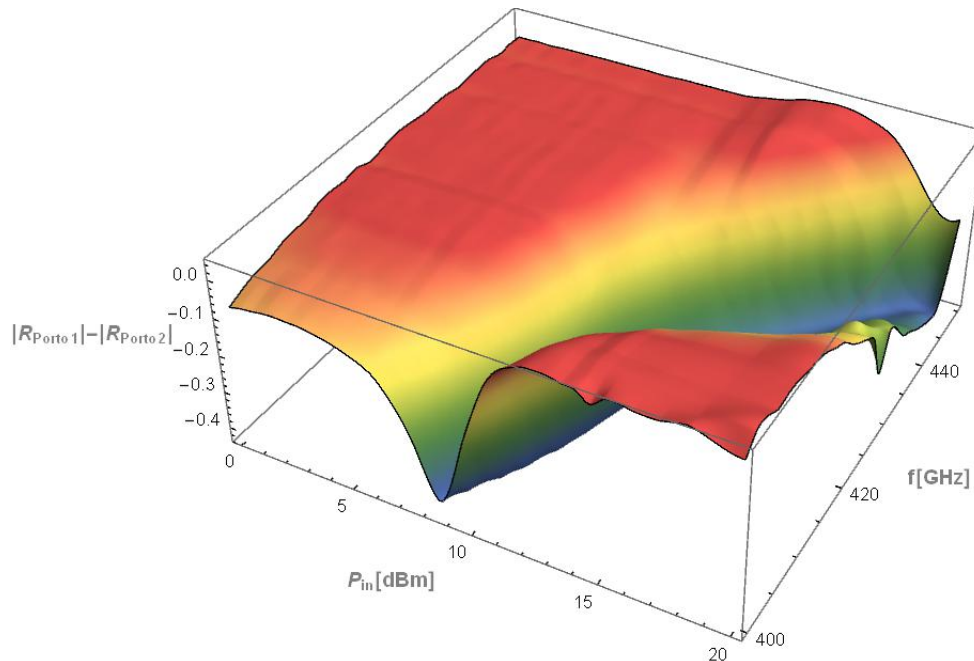


Figura 3.7: Gráfico das reflexões para o Porto 1 e Porto 2 em função da frequência e da potência do sinal de entrada.

Ao analisarmos a figura 3.7 percebemos que para valores na zona entre 400 MHz e 420 MHz e para potências entre 8 e 12 dBm vamos conseguir ver uma diferença bastante acentuada entre o nível de reflexão do porto 1 e do porto 2. Essa diferença pode ser vista com mais detalhe para a frequência de 416 MHz na figura 3.8 mais abaixo. Podemos ainda verificar que sempre que a potência do sinal incidente é baixa o nível de reflexão dos portos 1 e 2 é praticamente coincidente para qualquer frequência. O mesmo acontece para potências altas e baixas frequências. Este efeito acontece porque, como vimos na secção anterior, as variações na capacidade do varactor fazem a frequência de ressonância mover-se para valores mais elevados.

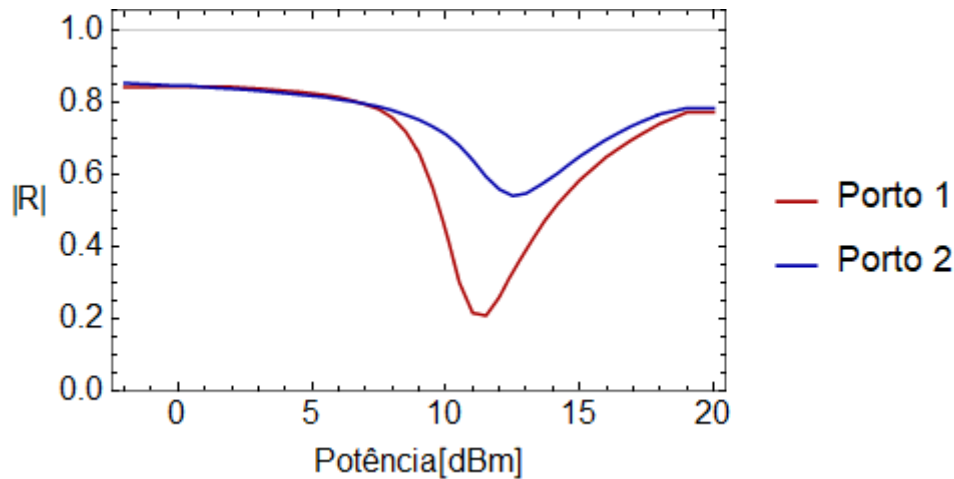


Figura 3.8: Gráfico da reflexão em função da potência do sinal de entrada (em dBm) para frequência de 416 MHz

Na figura 3.8 temos representadas duas curvas, que representam o valor medido do coeficiente de reflexão em cada porto. A curva vermelha representa os dados obtidos para o porto 1 e a curva azul representa os dados obtidos para o porto 2.

Sabemos que pelo princípio da conservação da energia, quando há perdas no sistema, a absorção pode ser calculada através de $|\alpha|^2 = 1 - |T|^2 - |R|^2$. Usando esta fórmula, iremos obter o valor da absorção para níveis de potência baixos (próximos de 0.0125 W) em que os efeitos não-lineares são desprezáveis e para a frequências próximas de 365 MHz, figura 2.17(curva azul) e figura 2.18, ou seja o valor da absorção será calculado no regime linear. Finalmente iremos utilizar o valor da absorção para estimar a transmissividade no regime não-linear.

$$|\alpha| = \sqrt{1 - 0.95^2 - 0.05^2} \quad (3.1)$$

$$|\alpha| = 0.308 \quad (3.2)$$

Assim podemos comparar a transmissividade do componente e analisar as diferenças entre o porto 1 e o porto 2, os resultados obtidos para a frequência de 416 MHz estão representados na figura 3.9.

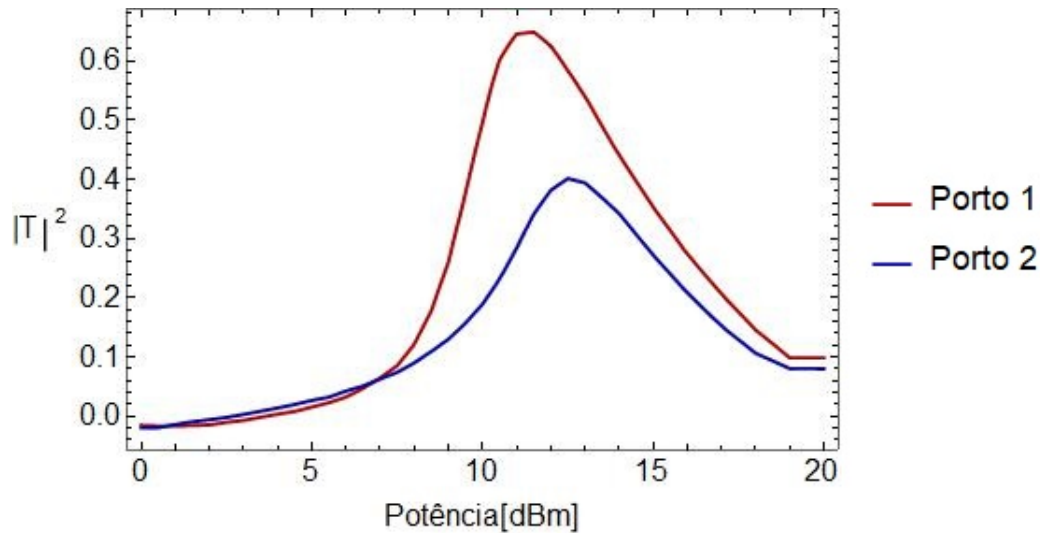


Figura 3.9: Comparação da transmissividade ascendente do porto 1 e porto 2 em função da potência em dBm.

Analisando novamente as figuras 3.8 e 3.9 podemos concluir que o protótipo se comporta de forma não-recíproca, pois o comportamento das curvas do porto 1 é diferente do das curvas do porto 2. Vemos que existem regimes onde a transmissão de um lado é significativamente mais pequena que do outro para o mesmo valor de potência.

4

Conclusões e Trabalho Futuro

Sumariando o trabalho realizado podemos dizer que criámos um dispositivo de microondas de dois portos não recíproco. As experiências realizadas mostram que para um nível fixo de potência do sinal incidente e a uma frequência fixa é observável uma considerável assimetria entre os níveis de transmissão de ambos os lados. Assim, apesar do dispositivo fabricado não ter permitido atingir os objectivos ideias de transparência total numa direcção e reflexão total na outra, entre outras coisas devido à significativa absorção presente no circuito, os objectivos principais do trabalho foram cumpridos.

Para projecto, simulação e construção do dispositivo foram utilizadas técnicas de análise de circuitos de microondas e um simulador de onda completa e ainda um outro programa para a fabricação da estrutura. A utilização destes programas foi inicialmente um pequeno entrave à realização do projecto, mas que estou certo hoje que sem estes novos conhecimentos não teria sido possível obter os resultados pretendidos.

Apesar de já termos analisado que quando temos em conta as discontinuidades e os tamanhos reais dos componentes os estados de transmissão e reflexão total não são possíveis de obter com esta configuração, apesar de ainda atingirem valores de transmissão muito interessantes. As modificações ao circuito ideal podiam ser antecipadas utilizando modelos teóricos, mas as alterações promovidas pelo processo de fabricação em PCB são impossíveis de estimar fielmente.

Estas alterações promovidas pelo processo de fabricação introduziram algumas alterações no comportamento do circuito, o que levou a que os níveis de transmissão no regime linear fossem mais baixos. Este decréscimo na transmissão tem também influencia na re-

posta não-linear do protótipo não permitindo por isso ter isolamento com transmissão total de 1 lado e reflexão total do outro.

Desta forma futuramente para melhorar o comportamento do protótipo deverão ser encontrados novos componentes que apresentem melhores resultados ao nível da transmissão. Este processo passará pela simulação da estrutura real, com todas as modificações introduzidas pelo processo de fabrico, e optimização numérica dos valores dos elementos discretos que possibilitem atingir estados de transmissão unitária no regime linear.

Bibliografia

- [1] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John wiley & sons, 2011.
- [2] C. Caloz, A. Alù, S. Tretyakov, D. Sounas, K. Achouri, and Z.-L. Deck-Léger, “Electromagnetic nonreciprocity,” *Physical Review Applied*, vol. 10, no. 4, p. 047001, 2018.
- [3] R. W. Boyd, *Nonlinear optics*. Academic press, 2020.
- [4] R. P. Feynman, R. B. Leighton, and M. Sands, “The feynman lectures on physics; vol. i,” *American Journal of Physics*, vol. 33, no. 9, pp. 750–752, 1965.
- [5] H. Casimir, “Reciprocity theorems and irreversible processes,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 51, no. 11, pp. 1570–1573, 1963.
- [6] M. G. Silveirinha, “Time-reversal symmetry in antenna theory,” *Symmetry*, vol. 11, no. 4, p. 486, 2019.
- [7] M. Soljačić, C. Luo, J. D. Joannopoulos, and S. Fan, “Nonlinear photonic crystal microdevices for optical integration,” *Optics letters*, vol. 28, no. 8, pp. 637–639, 2003.
- [8] I. V. Shadrivov, V. A. Fedotov, D. A. Powell, Y. S. Kivshar, and N. I. Zheludev, “Electromagnetic wave analogue of an electronic diode,” *New Journal of Physics*, vol. 13, no. 3, p. 033025, 2011.
- [9] S. Lannebere and M. G. Silveirinha, “Wave instabilities and unidirectional light flow in a cavity with rotating walls,” *Physical Review A*, vol. 94, no. 3, p. 033810, 2016.

-
- [10] S. Tanaka, N. Shimomura, and K. Ohtake, “Active circulators—the realization of circulators using transistors,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 3, pp. 260–267, 1965.
- [11] T. Kodera, D. L. Sounas, and C. Caloz, “Magnetless nonreciprocal metamaterial (mnm) technology: Application to microwave components,” *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 61, no. 3, pp. 1030–1042, 2013.
- [12] T. A. Morgado and M. G. Silveirinha, “Drift-induced unidirectional graphene plasmons,” *ACS Photonics*, vol. 5, no. 11, pp. 4253–4258, 2018.
- [13] T. A. Morgado and M. G. Silveirinha, “Nonlocal effects and enhanced nonreciprocity in current-driven graphene systems,” *Physical Review B*, vol. 102, no. 7, p. 075102, 2020.
- [14] Y. Ding, C. Xue, Y. Sun, H. Jiang, Y. Li, H. Li, and H. Chen, “Subwavelength electromagnetic switch: Bistable wave transmission of side-coupling nonlinear meta-atom,” *Optics express*, vol. 20, no. 22, pp. 24813–24818, 2012.
- [15] Y. Chen, L. Dong, Y. Fang, X. Wu, Q. Wu, J. Jiang, and Y. Shi, “Bistable switching in electromagnetically induced-transparency-like meta-molecule,” *Applied Physics A*, vol. 125, no. 1, pp. 1–5, 2019.
- [16] D. E. Fernandes and M. G. Silveirinha, “Asymmetric transmission and isolation in nonlinear devices: why they are different,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 1953–1957, 2018.
- [17] “Skyworks | products details.” <https://www.skyworksinc.com/Products/Diodes/SMV1405-Series>. (Accessed on 07/06/2021).
- [18] A. M. Mahmoud, A. R. Davoyan, and N. Engheta, “All-passive nonreciprocal metastructure,” *Nature communications*, vol. 6, no. 1, pp. 1–7, 2015.
- [19] D. E. Fernandes and M. G. Silveirinha, “Bistability in mushroom-type metamaterials,” *Journal of Applied Physics*, vol. 122, no. 1, p. 014303, 2017.
- [20] I. J. Bahl, “A designer’s guide to microstrip line.” 1977.

- [21] “Fr4 data sheet.” <https://www.farnell.com/datasheets/1644697.pdf>. (Accessed on 07/08/2021).
- [22] Wolfram Research, Inc., “Mathematica 8.0.”
- [23] “Lqw04ca90nk00(lqw04ca90nk00b,lqw04ca90nk00d)|inductors (coils)|murata manufacturing co., ltd.” <https://www.murata.com/en-eu/products/productdetail?partno=LQW04CA90NK00%23>. (Accessed on 07/06/2021).
- [24] “Cbr04c130f5gac.” <https://www.kemet.com/en/us/capacitors/ceramic/product/CBR04C130F5GAC.html>. (Accessed on 07/06/2021).
- [25] “Cbr04c150f5gac.” <https://www.kemet.com/en/us/capacitors/ceramic/product/CBR04C150F5GAC.html>. (Accessed on 07/06/2021).
- [26] R. Garg and I. Bahl, “Microstrip discontinuities,” *International Journal of Electronics Theoretical and Experimental*, vol. 45, no. 1, pp. 81–87, 1978.
- [27] R. Garg, I. Bahl, and M. Bozzi, *Microstrip lines and slotlines*. Artech house, 2013.
- [28] A. Farrar and A. T. Adams, “Matrix methods for microstrip three-dimensional problems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, no. 8, pp. 497–504, 1972.
- [29] M. Maeda, “An analysis of gap in microstrip transmission lines,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, no. 6, pp. 390–396, 1972.
- [30] P. Benedek and P. Silvester, “Equivalent capacitances for microstrip gaps and steps,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, no. 11, pp. 729–733, 1972.
- [31] “Cst studio suite 3d em simulation and analysis software.” <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>. (Accessed on 01/24/2021).