

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Superfície de adaptação baseada em metamateriais para imagiologia por microondas

Ana Luísa Jorge Anes

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Maria Inês Carvalho

Co-orientador: Hugo Santos

15 de Fevereiro de 2019

Resumo

Em sistemas de imagiologia por microondas a potência proveniente de um sistema de antenas tem de se propagar pelo espaço livre e incidir no corpo do paciente. Tipicamente, neste processo, cerca de metade da potência incidente regressa como refletida, o que compromete a resolução destes sistemas. Neste documento é apresentado um método de adaptação de impedâncias baseado em metamateriais para adaptar uma onda incidente na cabeça humana. Foram tidos em conta métodos analíticos - com uma ou múltiplas secções- e também métodos de otimização computacional - *Particle Swarm Optimization*. Visto o método computacional ser o que apresenta resultados mais favoráveis, isto é, uma maior largura de banda face aos restantes métodos, as características dos metamateriais em causa foram obtidas através dele, garantindo assim a maximização do acoplamento de radiação para o tecido. Estes foram validados através de simulações de *Finite Element Method* realizadas em HFSS. Analisando os resultados obtidos foi possível verificar uma magnitude do coeficiente de reflexão inferior a -10 dB para valores entre 3 e 5.25 GHz, garantindo assim uma adaptação do sistema para uma largura de banda de 2.25 GHz. Finalmente, os resultados experimentais foram comparados com os obtidos anteriormente e, embora a largura de banda tenha diminuído para 2 GHz, houve grande concordância entre as curvas, o que permite assim validar a abordagem em causa.

Abstract

In microwave imaging systems, power from the antennas must propagate through the free space until it reaches the patient's body. Typically, in this process, about half of the incident power returns as reflected, which compromises the resolution of these systems. In this document, a metamaterial based on an impedance matching method is presented for adapting an incident wave to brain tissue. Analytical methods were considered - with one or multiple sections - as well as methods of computational optimization - Particle Swarm Optimization. Since the computational method is the one with the most favorable results, the characteristics of the metamaterials in question were obtained through it, thereby ensuring the maximization of the radiation coupling to the tissue. These were validated through Finite Element Method simulations performed in HFSS. Analyzing the obtained results was possible to verify a magnitude of the reflection coefficient less than -10 dB for values between 3 and 5.25 GHz, thus guaranteeing an adaptation of the system to a bandwidth of 2.25GHz. Finally, the experimental measurements were compared with those obtained previously and, although the bandwidth has decreased to 2 GHz, there was great agreement between the curves, which allows to validate the approach in question.

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer à professora Maria Inês Carvalho por me ter dado a oportunidade de trabalhar neste projeto e pela sua supervisão ao longo de toda a dissertação e ao Engenheiro Hugo Santos por todos os conhecimentos transmitidos, todo o empenho e dedicação neste projeto e pela incrível paciência ao longo destes meses.

Gostaria de deixar um agradecimento especial à minha família pelas oportunidades que me deram, tanto a nível pessoal como profissional e por todo o apoio e compreensão ao longo destes 5⁺ anos. Um agradecimento especial ao David, Diogo e Francisco pela ajuda incondicional ao longo de todo este percurso, pelo esclarecimento de todas as dúvidas e questões existenciais, sem os quais este 5⁺ anos seriam muitos mais. E, em especial, ao pequeno génio João Ricardo, sem o qual Elec3 e muitas outras não tinha sido cadeiras tão básicas. Outro agradecimento especial aos meninos de preto, sem os quais estes tempos não tinham sido tão incríveis como foram, obrigada por estarem estado sempre lá, por me fazerem crescer e por terem feito de mim uma pessoa melhor que aquela que chegou aqui em 2013. Agora, um agradecimento especial ao Nuno pela incrível paciência, por me mostrar sempre o lado positivo de todas as situações e pela constante motivação para ser uma pessoa mais empenhada e saudável. Um agradecimento especial às meninas de Bragança, por toda a compreensão e por garantirem que as limitações temporais e espaciais não influenciem em nada.

Finalmente, um agradecimento especial a todos aqueles que fizeram parte deste percurso e que, embora não sejam mencionados em cima, não foram esquecidos.

Nini

“Great things never came from comfort zones.”

Neil Strauss

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto e Motivação	1
1.2	Definição do problema	1
1.3	Sistemas de Imagiologia por microondas já existentes	2
1.4	Objetivos	4
1.5	Estrutura da Dissertação	5
2	Fundamentos teóricos	7
2.1	Equações de Maxwell	7
2.2	Equações de Onda	8
2.3	Ondas planas em meios com perdas	9
2.3.1	Incidência normal entre dois meios distintos	9
2.4	Matriz de Parâmetros S	11
2.5	Matriz de transmissão ABCD	12
3	Caracterização da impedância	15
3.1	Características dos diferentes materiais que compõe a cabeça humana e a sua organização em camadas	15
3.2	Caracterização da impedância do cérebro	17
3.3	Sumário	20
4	Adaptação de impedâncias	21
4.1	Método analítico	21
4.1.1	Secção única	21
4.1.2	Múltiplas secções	24
4.2	Método de otimização computacional - <i>Particle Swarm Optimization</i>	26
4.3	Sumário	29
5	Resultado da simulação dos metamateriais	31
5.1	Metamateriais	31
5.1.1	Frequency Selective Surfaces	31
5.2	Seleção dos metamateriais	32
5.3	Resultados da simulação em HFSS	35
5.4	Sumário	36
6	Validação experimental	37
6.1	Materiais fabricados	37
6.2	<i>Setup</i> de Medições	38
6.3	Resultados obtidos	38

6.4	Sumário	41
7	Conclusão	43
7.1	Conclusão do trabalho realizado	43
7.2	Trabalho futuro	43
	Referências	45

Lista de Figuras

1.1	Esquema de montagem do sistemas de 8 antenas. Fonte [1]	2
1.2	Esquema de montagem do sistemas de oito antenas. Fonte [2]	3
1.3	Posicionamento dos 16 dipolos à volta do fantoma do tecido mamário. Fonte [3].	4
1.4	Modelo ADS utilizado. Fonte [4].	5
1.5	Modelo HFSS utilizado. Fonte [4].	5
2.1	Vetores Campo Elétrico e Campo Magnético das ondas incidentes, transmitidas e refletidas entre dois meios.	10
2.2	Circuito de microondas com N portos. Fonte:[5]	12
2.3	Circuito de micro ondas de 2 portos definido por uma matriz ABCD. Fonte:[5] .	12
2.4	Sistema em cascata constituído por 2 circuito de 2 portos definidos por matrizes ABCD. Fonte:[5]	13
3.1	Modelo camadas utilizado num sistema IM. Fonte: [6]	16
3.2	Modelo HFSS utilizado. Fonte [7].	16
3.3	Modelo utilizado para a organização das diferentes camadas da cabeça.	19
3.4	Variação da impedância do cérebro com a frequência	19
4.1	Circuito de adaptação a utilizar quando Z_{in} é superior a Z_L	22
4.2	Resultados obtidos através das adaptações com uma única secção	25
4.3	Circuito de adaptação de impedâncias com multiplas secções.	25
4.4	Parâmetro S_{11} do circuito simulado	27
4.5	Magnitude do parâmetro S_{11} resultante dos valores otimizados pelo PSO.	29
4.6	Resultados do coeficiente de reflexão para os diferentes métodos utilizados	30
5.1	Células MTM a) MNG. b) ENG. c) DNG. Fonte [8].	32
5.2	Metamateriais utilizados para satisfazer as condições impostas pelo PSO	34
5.3	Componentes reais do ϵ_r e do μ_r dos metamateriais selecionados.	34
5.4	Valores ϵ_r e do μ_r dos metamateriais selecionados após ajuste das variáveis de desenho.	35
5.5	Esquema utilizado para a simulação HFSS.	35
5.6	Comparação dos resultados esperados com o método de otimização PSO e dos obtidos com a simulação no software HFSS.	36
6.1	Materiais fabricados para satisfazer as condições de cada uma das camadas da superfície de adaptação	37
6.2	<i>Setup</i> de medidas utilizado para a obtenção dos diferentes elementos para a calibração TRM.	39
6.3	Valores obtidos para o erro da medição experimental.	40

6.4	Comparação entre os valores dos Parâmetros S obtidos experimentalmente e através da simulação HFSS no diagrama polar.	40
6.5	Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente com os da simulação HFSS.	41

Lista de Tabelas

3.1	Propriedades Dielétricas das diferentes camadas. Fonte: [6].	16
3.2	Espessura das diferentes camadas de acordo com a idade do individuo e da região do cérebro. Fonte [7].	17
3.3	Propriedades dielétricas e densidades de tecido das diferentes camadas. Fonte [7].	17
3.4	Propriedades das diferentes camadas do cérebro na zona do músculo occipital em indivíduos com mais de 10 anos. Condutividade e espessura expressas em S/m e mm, respetivamente.	18
4.1	Espessuras das camadas correspondentes aos diferentes elementos que compõem o circuito de adaptação	24
4.2	Espessuras das camadas correspondentes aos diferentes elementos que compõem o circuito de adaptação	26
4.3	Valores das variáveis otimizadas pelo PSO	28
5.1	Valores das diferentes componentes dos metamateriais que maximizam a largura de banda adaptada do sinal.	35

Abreviaturas e Símbolos

3D	Três dimensões
ADS	Advanced Designed System
DUT	Device under test
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FSS	Frequency Selective Surface
HFSS	High Frequency Electromagnetic Field Simulation
IM	Imagiologia por Microondas
LCR	Líquido cefalorraquidiano
MTM	Metamateriais
PET	Tomografia Computorizada por Emissão de Positrões
PSO	Particle Swarm Optimization
RM	Ressonância Magnética
TAC	Tomografia Computorizada
TRL	Thru-Reflect-Line
TRM	Thru-Reflect-Match
UWB	Ultra Wide Band
VNA	Vector Network Analyzer

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e Motivação

Atualmente existem vários métodos para imagiologia clínica, entre os quais a TAC (com recurso a Raios-X), PET (administração intravenosa de um material radioativo com utilização de Raios-X), RM (campos magnéticos fortes). Cada um deles permite obter informações úteis acerca dos tecidos e do local onde se encontram, no entanto, nenhum deles permite a obtenção de dados de uma maneira rápida, economicamente eficiente e que possa estar pronta a utilizar em caso de emergência.

Os métodos que utilizam Raio-X, além de utilizarem radiação ionizante que é nociva para o cérebro têm uma percentagem de falsos-negativos bastante elevada [3]. Relativamente à PET, o recurso a material radioativo não constitui qualquer ameaça ao paciente, uma vez que são administradas em pequenas doses. A única contraindicação é para o caso da paciente se encontrar grávida ou a amamentar.

É neste contexto que surge a imagiologia por microondas. Este método de diagnóstico surge como uma alternativa aos anteriores, visto não utilizar radiação ionizante, ter baixos custos, ser possível de deslocar facilmente de um sítio para outro e a rápida obtenção de resultados em caso de emergência.

1.2 Definição do problema

Tal como referido anteriormente em 1.1, a radiação ionizante tem um grande impacto na saúde a longo prazo. Assim sendo, nos últimos tempos tem-se verificado uma tendência natural para desenvolver sistemas de imagiologia por feixes microondas, em alternativa aos métodos convencionais como TAC, PET e RM. Na base deste método está a radiação de feixes de microondas para o tecido humano, com o intuito de detetar anomalias através da avaliação da reflexão e/ou transmissão das ondas incidentes. Para tal, um acoplamento significativo da radiação proveniente do sistema de antenas para o tecido é essencial para garantir a fiabilidade e precisão do processo.

A solução proposta nesta dissertação passa por desenvolver uma *matching layer* baseada em metamateriais para adaptação de impedâncias e maximização do acoplamento de radiação proveniente de um sistema de antenas para o tecido cerebral.

1.3 Sistemas de Imagiologia por microondas já existentes

Uma das utilizações já estudadas para imagiologia por microondas é a deteção de diferentes tipos de derrames cerebrais. Uma das técnicas usadas é a imersão de uma antena num líquido de acoplamento, proporcionando assim uma melhor penetração do sinal nos tecidos cerebrais e um alcance maior [9]. Para melhor diminuir o espalhamento dos sinais na intersecção da antena com estes tecidos, ambos (antena e superfície da cabeça humana) são imersos num meio líquido com grande constante dielétrica e baixa tangente de perdas, permitindo desta forma, não só garantir uma melhor adaptação entre a antena e os tecidos cerebrais, mas também uma diminuição do tamanho da antena utilizada.

Uma possibilidade para a implementação desta técnica é a utilização de um conjunto de antenas colocadas simetricamente em torno da cabeça e posterior análise dos coeficientes de reflexão dos pares simétricos [1]. Baseando-se no facto de, por norma, um derrame ocorrer num só hemisfério, este método utiliza o hemisfério saudável como termo de comparação para os dados recolhidos no lado oposto. Como podemos observar na Figura 1.1 o posicionamento das antenas foi feito em torno do fantoma, garantindo que uma antena possui sempre uma outra na posição oposta.

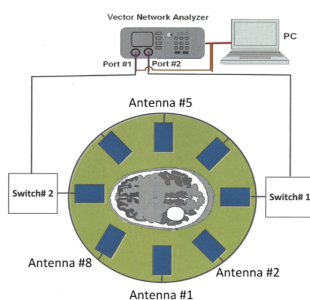


Figura 1.1: Esquema de montagem do sistemas de 8 antenas. Fonte [1]

Posteriormente, os dados das antenas simétricas serão comparados para verificar possíveis variações que serão determinantes para se poder concluir qual a causa do derrame. Para a simulação e teste das antenas foi utilizado o modelo da cabeça presente no SAM (*Specific Anthropomorphic Mannequin*).

Outra técnica usada é baseada num radar de microondas [2]. Esta configuração utiliza duas antenas Vivaldi, funcionando uma como transmissor e outra como recetor. Nesta experiência, na qual se pretende obter a localização de um tumor cerebral, as duas antenas (cuja distância é

mantida constante) são deslocadas em torno do cérebro, de maneira a obter dados de toda a área. A configuração desta técnica pode ser observada em 1.2.

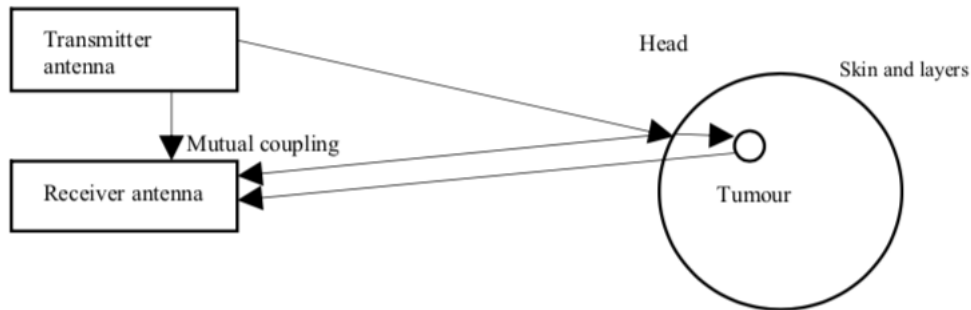


Figura 1.2: Esquema de montagem do sistemas de oito antenas. Fonte [2]

Como podemos ver, o esquema em causa pode ser dividido em três partes: a antena transmissora, a antena recetora e o fantoma. Um sinal UWB é gerado e depois transmitido através do ar em direção à cabeça. De seguida, o sinal por esta retransmitido é recebido e analisado para assim se poder obter a localização do tumor. Para a simulação do modelo da cabeça, esta é simplificada num modelo de multi-camadas, sendo elas: pele, gordura, crânio, massa cinzenta e massa branca. Cada camada tem características diferentes, sendo a permitividade relativa (ϵ_r) e a condutividade (σ) as mais relevantes para o estudo em causa, uma vez que como se está perante meios não magnéticos o $\mu_r = 1$. Para obter a taxa de absorção em cada camada foi utilizada uma biblioteca fornecida pelo *CST 2011 Microwave Studio* que contém os dados relativos a cada um dos biomateriais.

Para a deteção do cancro da mama, uma das técnicas amplamente estudadas é a imagiologia por microondas, visto esta permitir sucessivas obtenções de imagem sem os aspetos negativos que o Raio-X apresenta (elevada quantidade de falsos-positivos e a exposição a radiações ionizantes) [3]. Neste esquema é utilizado um conjunto 16 dipolos curvados que permitem a cobertura de uma grande parte da área em causa. Para simular o tecido mamário foi utilizado o *Ansoft digital female phantom*, o que permite que o HFSS12 (ambiente de simulações utilizado) tenha em conta todas as características necessárias de um modelo real tanto dos tecidos gordos como dos glandulares.

Os dipolos foram colocados, como se pode ver na Figura 1.3, à volta do tecido mamário com 22.5 graus de separação entre eles. As antenas não estão em contacto direto com a pele humana, um líquido cuja permitividade é igual à dos tecidos gordos é colocado à volta dos tecidos, com as antenas imersas, formando uma semi-esfera à volta do tecido mamário. O funcionamento deste sistema passa por excitar uma das antenas do conjunto, enquanto as restante antenas funcionam como recetores.

Para uma melhor precisão em imagiologia por microondas pode recorrer-se ao cálculo de uma rede de adaptação de impedâncias entre as antenas e o tecido humano, com o objetivo de maximizar a energia radiada que penetra no objeto em causa [4]. O circuito da estrutura de impedâncias utilizada pode ser simplesmente uma rede de ordem n de LC- Condensadores *shunt* e séries de linhas de transmissão que funcionam como séries de indutores.

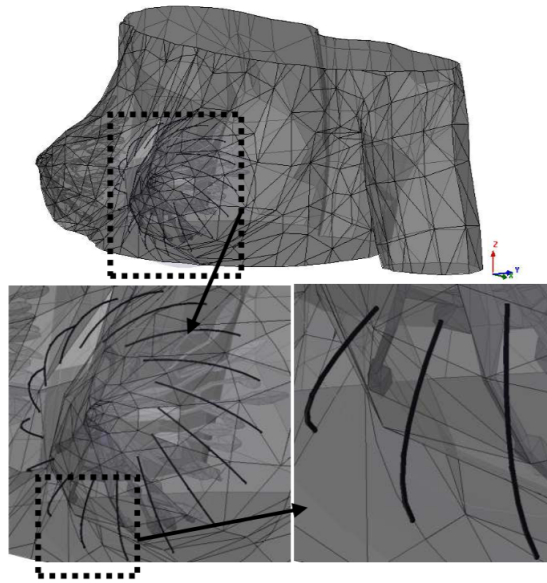


Figura 1.3: Posicionamento dos 16 dipolos à volta do fantoma do tecido mamário. Fonte [3].

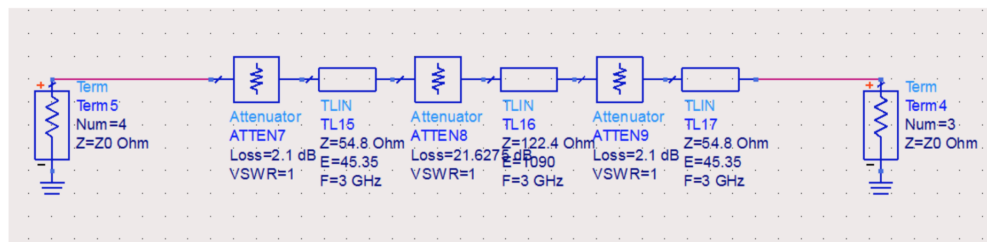
O procedimento utilizado foi dividido em duas partes. Na primeira é elaborado um modelo analítico das diferentes camadas constituintes da mama, constituindo assim uma série de linhas de transmissão em que cada uma delas corresponde a uma camada diferente (valores esses que foram obtidos através de processos de otimização). De seguida obteve-se o modelo 3D e a simulação eletromagnética do modelo em causa com as características anteriormente obtidas.

Na Figura 1.4 podemos ver em a) o modelo analítico para os constituintes da mama, onde as perdas de cada camada devido à condutividade são consideradas. Para diminuir a complexidade do modelo, apenas a parte real das impedâncias foi considerada. Em b) é apresentado o modelo de 4ª ordem com a estrutura a colocar entre as antenas e o tecido mamário. Para a criação do modelo 3D foi utilizado o HFSS. Tendo sido necessário ter em conta a parte imaginária tanto da pele como das restantes camadas constituintes. Na Figura 1.5 podemos ver o modelo gerado.

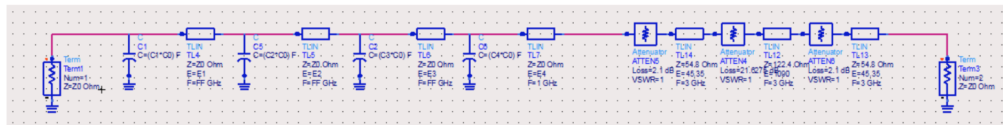
1.4 Objetivos

Tendo em conta o que se pretende com esta dissertação, os seus principais objetivos são:

- Familiarização com os softwares de simulação;
- Modelização do conjunto de camadas que compõem o cérebro como uma impedância;
- Desenvolvimento de uma superfície de adaptação de impedâncias;
- Implementação dos metamateriais em tecnologia de PCB para uma onda plana incidente.
- Validação através do fabrico e medições efetuadas em ambiente laboratorial.

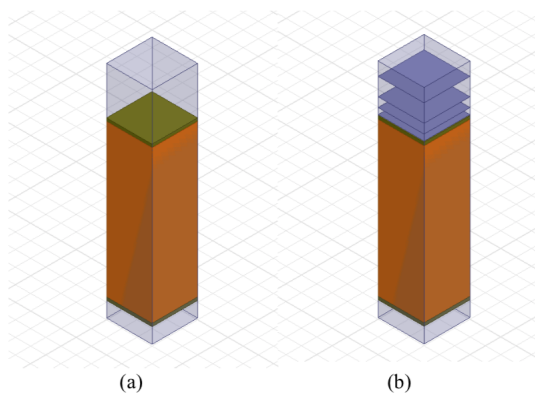


(a)



(b)

Figura 1.4: Modelo ADS utilizado. Fonte [4].



(a)

(b)

Figura 1.5: Modelo HFSS utilizado. Fonte [4].

1.5 Estrutura da Dissertação

Este documento está dividido em 7 capítulos. O presente capítulo contém a motivação para o trabalho desenvolvido, a definição do problema, aborda alguns sistemas de imagiologia por microondas já existentes, os objetivos propostos e, finalmente a estrutura de todo o documento.

No capítulo 2 são abordados conceitos fundamentais para o trabalho desenvolvido.

No capítulo 3 é referida a organização da cabeça através de modelos por camadas e, finalmente, é caracterizada a impedância de entrada da cabeça humana.

No capítulo 4 é desenhado o circuito de adaptação tendo em conta métodos analíticos e computacionais.

No capítulo 5 é abordado o conceito de metamaterial, sendo de seguida feita a seleção dos mesmos seguido da correspondente simulação em HFSS.

No capítulo 6 são apresentados os metamateriais fabricados e, de seguida, é feita a correspondente validação experimental.

Finalmente, no capítulo 7 são retiradas as principais conclusões do trabalho desenvolvido, bem como sugeridos alguns tópicos para trabalho futuro.

Capítulo 2

Fundamentos teóricos

Neste capítulo serão apresentados conceitos fundamentais de ondas eletromagnéticas, nomeadamente as equações de Maxwell e equações de onda e será ainda analisado o comportamento de ondas planas em meios com perdas.

2.1 Equações de Maxwell

As equações de Maxwell são as leis fundamentais para o eletromagnetismo, visto descreverem os fenómenos elétricos e magnéticos. As equações macroscópicas são:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

Num meio LHI (Linear, Homogéneo e Isotrópico) tem-se que:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

onde:

\vec{E} - Intensidade do campo elétrico, V/m;

\vec{H} - Intensidade do campo magnético, A/m;

\vec{D} - Densidade do fluxo elétrico, C/m²;

\vec{B} - Densidade do fluxo magnético, Wb/m^2 ;

\vec{J} - Densidade da corrente elétrica, A/m^2 ;

ρ - Densidade da carga elétrica, C/m^3 ;

ϵ - Permitividade do meio, F/m;

μ - Permeabilidade do meio, H/m;

As equações de Maxwell podem ainda ser reescritas de acordo com a notação fasorial, onde as derivações de tempo ($\frac{\partial}{\partial t}$) são substituídas por $j\omega$. Assim, num meio LHI sem cargas e sem fontes (onde ρ , e $\vec{J}=0$), tem-se que:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.7)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.8)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.10)$$

2.2 Equações de Onda

Analisando as equações 2.7 e 2.8 pode verificar-se que se está perante um sistema de duas equações e duas incógnitas (\vec{E} e \vec{H}), que podem ser combinadas, obtendo-se assim:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{H} = \nabla \times \vec{E} j\omega\epsilon = \omega^2\mu\epsilon\vec{H} \quad (2.11)$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = \nabla \times \vec{H} j\omega\epsilon = \omega^2\mu\epsilon\vec{E} \quad (2.12)$$

De seguida, através do recurso ao vetor identidade, $\nabla \times \nabla \times \vec{X} = \nabla(\nabla \cdot \vec{X}) - \nabla^2\vec{X}$, e assumindo mais uma vez que se está perante um meio sem cargas e sem fontes e portanto $\nabla \cdot \vec{H} = 0$ e $\nabla \cdot \vec{E} = 0$, pode simplificar-se as equações acima obtidas, obtendo-se assim a equação de Helmholtz para os dois casos:

$$\nabla^2\vec{H} + \omega^2\mu\epsilon\vec{H} = 0 \quad (2.13)$$

$$\nabla^2\vec{E} + \omega^2\mu\epsilon\vec{E} = 0 \quad (2.14)$$

Atendendo a que a equação de onda escalar e unidimensional tem a forma seguinte, onde v representa a velocidade de propagação:

$$\frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial t^2} \quad \Leftrightarrow \quad \nabla^2 X + \frac{1}{v^2} \omega^2 X = 0$$

pode facilmente verificar-se que a velocidade de propagação irá ser $\frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$, dependendo, portanto, do meio em causa. No caso de se tratar de uma propagação no vazio, a velocidade será igual à velocidade da luz ($c = 3 \times 10^8 m/s$). Sendo k , a constante de propagação definida por $k = \frac{\omega}{v}$ neste caso será:

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.15)$$

2.3 Ondas planas em meios com perdas

Quando se fala em meios com perdas há dois fatores bastantes importantes a ter em conta, sendo eles a constante de propagação e a impedância do meio em causa, respetivamente, dados por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\epsilon\mu} \sqrt{1 - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon}} \quad (2.16)$$

onde $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\epsilon + \sigma}} \quad (2.17)$$

Assumindo um campo elétrico apenas com componente em \hat{x} , sem quaisquer variações em x e y , a equação 2.14 é reduzida a:

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + \gamma^2 E_x = 0 \quad (2.18)$$

que resulta em

$$E_x(z) = E^+ e^{-\gamma z} + E^- e^{\gamma z} \quad (2.19)$$

2.3.1 Incidência normal entre dois meios distintos

Seja \hat{a}_n o versor normal à interface de separação dos meios e que aponta do meio 1 ($\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$) para o 2 ($\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$), pode dizer-se que as condições fronteira são:

$$\hat{a}_n \times (\vec{E}_2 - \vec{E}_1) = 0 \quad (2.20)$$

$$\hat{a}_n \times (\vec{H}_2 - \vec{H}_1) = \vec{J} \quad (2.21)$$

$$\hat{a}_n \times (\vec{D}_2 - \vec{D}_1) = \rho \quad (2.22)$$

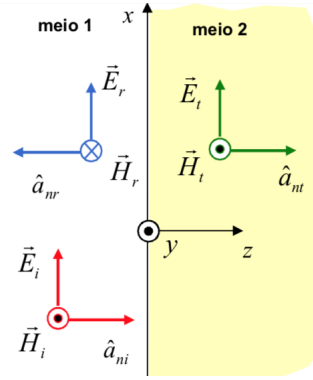


Figura 2.1: Vetores Campo Elétrico e Campo Magnético das ondas incidentes, transmitidas e refletidas entre dois meios.

$$\hat{a}_n \times (\vec{B}_2 - \vec{B}_1) = 0 \quad (2.23)$$

Sendo que \vec{J} e ρ apenas são diferentes de 0 em condutores perfeitos, isto é, quando $\sigma = \infty$.

Em meios com incidência normal, $\theta_i = \theta_r = \theta_t = 0$, as equações dos campos elétrico e magnético das ondas incidentes, refletidas e transmitidas são respectivamente:

$$\vec{E}_i = E_{i0} e^{-\gamma_1 z} \hat{x} \quad (2.24)$$

$$\vec{H}_i = \frac{E_{i0}}{\eta_1} e^{-\gamma_1 z} \hat{y} \quad (2.25)$$

$$\vec{E}_r = E_{r0} e^{\gamma_1 z} \hat{x} \quad (2.26)$$

$$\vec{H}_r = -\frac{E_{r0}}{\eta_1} e^{\gamma_1 z} \hat{y} \quad (2.27)$$

$$\vec{E}_t = E_{t0} e^{-\gamma_2 z} \hat{x} \quad (2.28)$$

$$\vec{H}_t = \frac{E_{t0}}{\eta_2} e^{-\gamma_2 z} \hat{y} \quad (2.29)$$

Tendo em conta as equações acima pode concluir-se que para o meio 1, o campo elétrico, \vec{E}_1 , é dado por:

$$\vec{E}_1 = \vec{E}_i + \vec{E}_r = (\vec{E}_{i0} e^{-\gamma_1 z} + E_{r0} e^{\gamma_1 z}) \hat{x} \quad (2.30)$$

e o campo magnético \vec{H}_1 ,

$$\vec{H}_1 = \left(\frac{E_{i0}}{\eta_1} e^{-\gamma_1 z} - \frac{E_{r0}}{\eta_1} e^{\gamma_1 z} \right) \hat{y} \quad (2.31)$$

Para o meio 2 tem-se $\vec{E}_2 = \vec{E}_t$ e $\vec{H}_2 = \vec{H}_t$.

Analisando apenas em $z=0$, isto é, no local exato da separação entre o meio 1 e 2 tem-se que $\vec{E}_1 = \vec{E}_2$ e $\vec{H}_1 = \vec{H}_2$, isto é:

$$E_{i0} + E_{r0} = E_{t0} \quad (2.32)$$

e

$$\frac{E_{i0}}{\eta_1} - \frac{E_{r0}}{\eta_1} = \frac{E_{t0}}{\eta_2} \quad (2.33)$$

podendo daqui obter-se os coeficiente de reflexão (Γ) e de transmissão (τ):

$$\Gamma = \frac{E_{r0}}{E_{i0}} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (2.34)$$

$$\tau = \frac{E_{t0}}{E_{i0}} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad (2.35)$$

2.4 Matriz de Parâmetros S

A matriz de parâmetros S permite descrever o comportamento de um circuito de microondas com N portos, a partir de qualquer um desses portos [5]. Deste modo o circuito é visto como uma caixa cujo interior é desconhecido, permitindo uma análise das correntes e tensões a frequências de microondas, uma vez que o seu comportamento pode ser previsto sem qualquer conhecimento do seu interior [10].

Os parâmetros S permitem a medição das ondas incidentes, refletidas e transmitidas. Tendo em conta o circuito de N portos da Figura 2.2, a matriz dos parâmetros S correspondente pode ser obtida através de:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \dots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \dots \\ \dots & & & \dots \\ S_{N1} & \dots & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \dots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

onde V_N^- representa as amplitudes das ondas refletidas, V_N^+ as amplitudes das ondas incidentes e S a matriz dos parâmetros S. Deste modo, tem-se que cada um dos elementos, S_{ij} , pode ser obtido através de:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \quad (2.37)$$

Para tal é necessário considerar que não há ondas incidentes noutros portos e que estes estão terminados com cargas adaptadas para evitar que hajam reflexões. Pode ainda afirmar-se que S_{ii} é o coeficiente de reflexão visto para o porto i , estando os restante terminados em cargas adaptadas. S_{ij} é o coeficiente de transmissão do porto j para o porto i , estando, mais uma vez, os restantes portos terminados com cargas adaptadas.

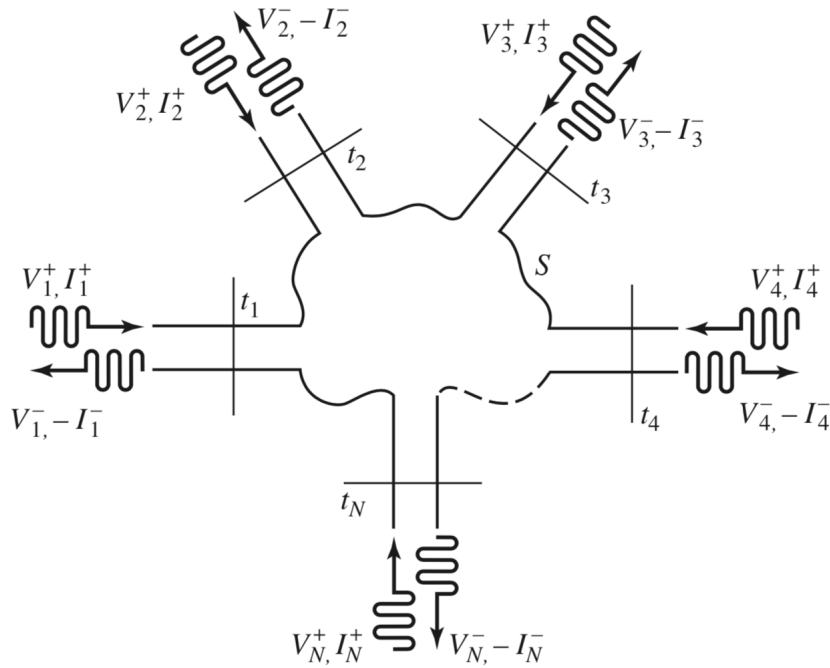


Figura 2.2: Circuito de microondas com N portas. Fonte:[5]

2.5 Matriz de transmissão ABCD

A principal vantagem das matrizes ABCD é o facto de estas permitirem a ligação em cascada de um ou mais sistemas com 2 portas. Isto é, através da multiplicação de duas matrizes ABCD de sistemas diferentes, é possível obter a matriz ABCD do sistema total.

Na Figura 2.3 está definido um sistema de 2 portas com uma matriz ABCD, que pode ser definida por:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Quando considerado um sistema em cascata como o descrito na Figura 2.4, pode obter-se a matriz

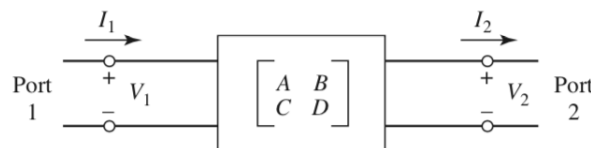


Figura 2.3: Circuito de micro ondas de 2 portas definido por uma matriz ABCD. Fonte:[5]

do sistema total através de:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

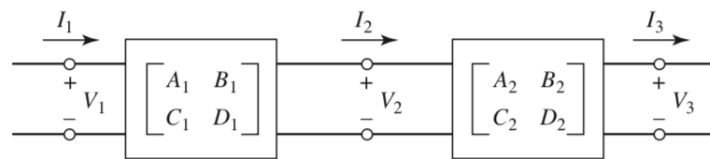


Figura 2.4: Sistema em cascata constituído por 2 circuito de 2 portos definidos por matrizes ABCD. Fonte:[5]

Deste modo pode comprovar-se o facto de a matriz ABCD pode ser obtida pela multiplicação das matrizes ABCD individuais de cada um dos sistemas.

Capítulo 3

Caracterização da impedância

Para a implementação deste sistema de microondas, o sistema inicial foi dividido em duas partes. O objetivo da primeira prende-se com a determinação da impedância equivalente vista à entrada da cabeça e a segunda com a obtenção do circuito de adaptação que irá garantir um coeficiente de reflexão tão baixo quanto possível para a largura de banda desejada, entre os 3 e 6 GHz.

Neste capítulo será tratada a primeira parte do trabalho. Inicialmente será feita uma revisão sobre o estado da arte do tema em causa (3.1), sendo depois, seguida uma abordagem que permitirá o cálculo da impedância desejada (3.2).

3.1 Características dos diferentes materiais que compõe a cabeça humana e a sua organização em camadas

Uma das principais barreiras a ultrapassar quando se fala em imagiologia por microondas é conhecer as propriedades dielétricas do material em causa. No caso da imagiologia em tecidos cerebrais, é necessário ter em conta os diferentes constituintes do cérebro que apresentam, cada um deles, propriedades distintas.

É necessário ainda ter em conta que estas propriedades variam de acordo com a frequência utilizada. Para atingir suficiente penetração das ondas no tecido humano é necessário que a frequência do sistema de microondas esteja entre 1.0 e 4.0 GHz [9]. No entanto, é ainda necessário ter em conta que valores elevados de frequência implicam maiores perdas por atenuação. Assim, de acordo com [6] a frequência ideal será entre os 0.5 e 1.0 GHz, uma vez que para valores de frequência maiores a atenuação torna-se mais significativa, superior a 100 dB.

A abordagem mais comum é ver o cérebro como uma série de camadas sobrepostas, cada uma com as suas características. Em [6] o cérebro é visto como um conjunto de 5 camadas, 3.1. A camada indicada com o número 2 corresponde à pele, o número 3 ao crânio, a número 4 ao líquido cefalorraquidiano (LCR), a 5 à massa cinzenta e a 6 à massa branca. As camadas 1 e 7 correspondem ao líquido de acoplamento e a uma zona com derrame, respetivamente. Na Tabela 3.1 podemos ver a permitividade elétrica de cada uma das camadas para uma frequência de 1 GHz.

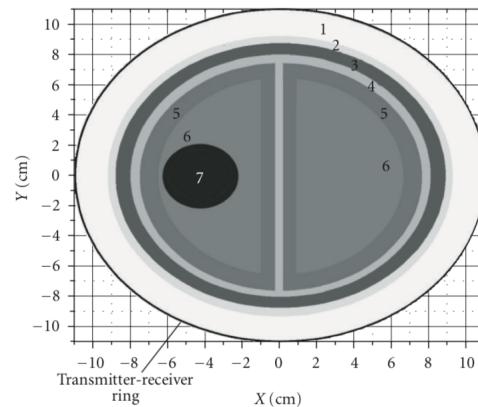


Figura 3.1: Modelo camadas utilizado num sistema IM. Fonte: [6]

Tabela 3.1: Propriedades Dielétricas das diferentes camadas. Fonte: [6].

	2	3	4	5	6
Camada	Pele	Crânio	LCR	Massa Cinzenta	Massa Branca
Espessura	5 mm	7 mm	3 mm	-	-
Propriedades Dielétricas	40+11j	13+2j	57+26j	50+18j	40+15j

Uma outra abordagem [7] considera a cabeça humana dividida em 4 regiões anatomicamente diferentes em termos da espessura das suas camadas: zona do músculo auricular superior, zona do músculo occipital, zona osso temporal e zona junto à parte inferior do ouvido. De seguida é importante ter em conta a idade dos sujeitos em causa, dado o cérebro apenas se encontrar completamente desenvolvido a partir dos 10 anos. Assim sendo dois grandes grupos foram criados: crianças entre os 5 e os 10 anos e adolescentes/adultos com 10 ou mais anos.

Para ser possível a obtenção destes resultados foi utilizada uma fonte de ondas planares e foram consideradas as camadas presentes na Figura 3.2.

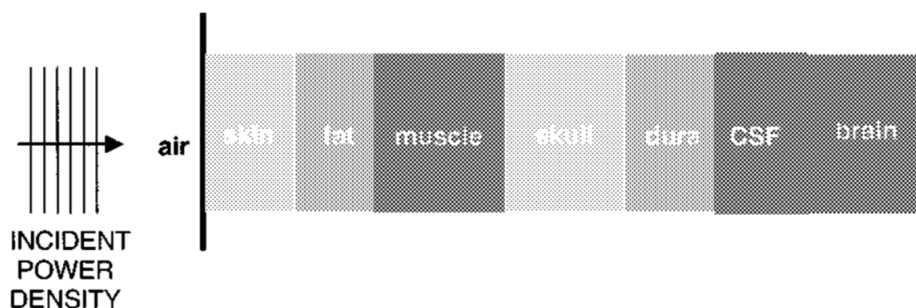


Figura 3.2: Modelo HFSS utilizado. Fonte [7].

Na Tabela 3.2 podem ser observadas a espessura de cada uma das camadas dependendo da

região em que se encontram e da idade dos indivíduos. Na Tabela 3.3 estão ilustradas as propriedades dielétricas e as densidades dos tecidos para uma frequência de 900 MHz.

Tabela 3.2: Espessura das diferentes camadas de acordo com a idade do individuo e da região do cérebro. Fonte [7].

Região	Zona inferior do ouvido		Osso Temporal		Músculo Auricular Superior		Músculo Occipital	
	5-10	+10	5-10	+10	5-10	+10	5-10	+10
Cartilagem (mm)	2-4	4-8	-	-	-	-	-	-
Pele (mm)	0.5-1.5	1-2	0.5-1.5	1-2	0.5-1.5	1-2	0.5-1.5	1-2
Gordura (mm)	0-1	1-2	0-1	1-2	0-1	1-2	0-1	1-2
Músculo (mm)	-	-	-	-	0.5-3	1-4	0.5-3	1-4
Crânio (mm)	1-7	1.5-7	2-7	3-7	1-7	1.5-7	2-8	3-10
Dura (mm)	0.5	1	0.5	1	0.5	1	0.5	1
LCR (mm)	0-1.7	0-2	0-1.7	0-2	0-1.7	0-2	0-1.7	0-2
Cérebro (mm)	inf.	inf.	inf.	inf.	inf.	inf.	inf.	inf.

Tabela 3.3: Propriedades dielétricas e densidades de tecido das diferentes camadas. Fonte [7].

Camada	ϵ'	ϵ''	$\sigma(S/m)$	$\rho(km/m^3)$
Cartilagem	42.6	15.6	0.78	1000
Pele	43.8	17.2	0.86	1100
Gordura	11.3	2.18	0.11	1100
Músculo	55.9	19.3	0.97	1040
Crânio	20.8	6.79	0.34	1850
Dura	44.4	19.2	0.96	1030
LCR	68.6	48.2	2.41	1030
Cérebro	45.8	15.3	0.77	1030

3.2 Caracterização da impedância do cérebro

Para calcular a impedância equivalente do cérebro, o primeiro passo será obter a permitividade relativa, ϵ_r , a condutividade, σ e a espessura, l , de cada uma das diferentes camadas que compõem o cérebro. Tendo por base [7] foi escolhida, por motivos de simplificação de todo o processo de adaptação, apenas uma zona do cérebro, a zona do músculo occipital, uma vez que é aquela que abrange uma maior área. Para a obtenção da espessura de cada camada foram tidos em conta os

dados para indivíduos com mais de 10 anos. A tabela seguinte, Tabela 3.4 sumariza os dados recolhidos necessários para o cálculo da impedância equivalente.

Tabela 3.4: Propriedades das diferentes camadas do cérebro na zona do músculo occipital em indivíduos com mais de 10 anos. Condutividade e espessura expressas em S/m e mm, respetivamente.

	Pele	Gordura	Músculo	Crânio	Dura	LCR	Cérebro
ϵ_r	43.8	11.3	55.9	20.8	44.4	68.6	45.8
σ	0.86	0.11	0.97	0.34	0.96	2.41	0.77
l	1.5	1.5	2.5	6.5	1	1	-

De notar que os valores das propriedades da cabeça utilizadas são para uma frequência de 900 MHz, no entanto, para uma largura de banda compreendida entre 3 e 6 GHz, as variações [7] de ϵ_r e σ não são relevantes dado estarmos apenas perante uma prova de conceito.

Uma vez que os propriedades de cada uma das camadas já são conhecidas, pode proceder-se ao cálculo da matriz ABCD do sistema total, sendo esta obtida através da matriz ABCD para linhas de transmissão (3.1) de cada uma das camadas:

$$\begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & \eta \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{\eta} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

onde l corresponde à espessura da camada em causa e γ à constante de propagação (2.16), que pode ser escrita como:

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(j\omega\epsilon + \sigma)} \quad (3.2)$$

sendo ϵ , permitividade absoluta, obtida através do produto da permitividade relativa, ϵ_r , com a permitividade do vácuo, ϵ_0 . Relativamente à permeabilidade absoluta, μ , esta corresponde à permeabilidade do vácuo, μ_0 , uma vez que as diferentes camadas foram consideradas como não magnéticas e, portanto, $\mu_r = 1$.

A impedância característica de cada uma das camadas, pode ser obtida através de (2.17):

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\epsilon + \sigma}} \quad (3.3)$$

O sistema da cabeça pode ser modelizado de acordo com a Figura 3.3 onde S diz respeito à matriz dos parâmetros S para as camadas da pele, gordura, músculo, crânio, dura e LCR, obtida através da matriz ABCD do sistema total, previamente determinada, com recurso as deduções explicitadas em [11]. A impedância η_{cer} diz respeito à camada mais interior da cabeça, cérebro, uma vez que esta é vista como uma camada infinita.

Através do cálculo de η_{cer} , a impedância característica do cérebro (utilizando (3.3)) pode obter-se Γ_{cer} , onde η_0 corresponde à impedância do vácuo e apresenta o valor de 120π :

$$\Gamma_{cer} = \frac{\eta_{cer} - \eta_0}{\eta_{cer} + \eta_0} \quad (3.4)$$

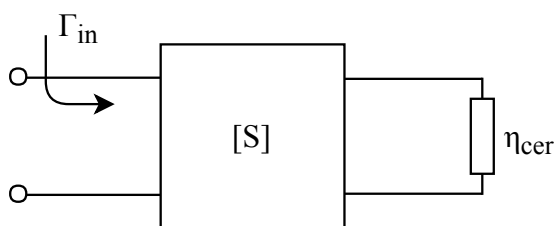


Figura 3.3: Modelo utilizado para a organização das diferentes camadas da cabeça.

Finalmente pode então calcular-se a impedância equivalente da cabeça através de:

$$Z_{eq} = \eta_0 \frac{(1 + \Gamma_{in})}{(1 - \Gamma_{in})} \quad (3.5)$$

onde Γ_{in} , ilustrado na Figura 3.3, é dado por:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_{cer}}{1 - S_{22} \Gamma_{cer}} \quad (3.6)$$

Após o cálculo de (3.5) obtiveram-se os resultados da Figura 3.4 onde se pode ver a variação da impedância equivalente do cérebro com a frequência. As curvas azul e vermelha representam, respetivamente, as partes real e imaginária da referida impedância.

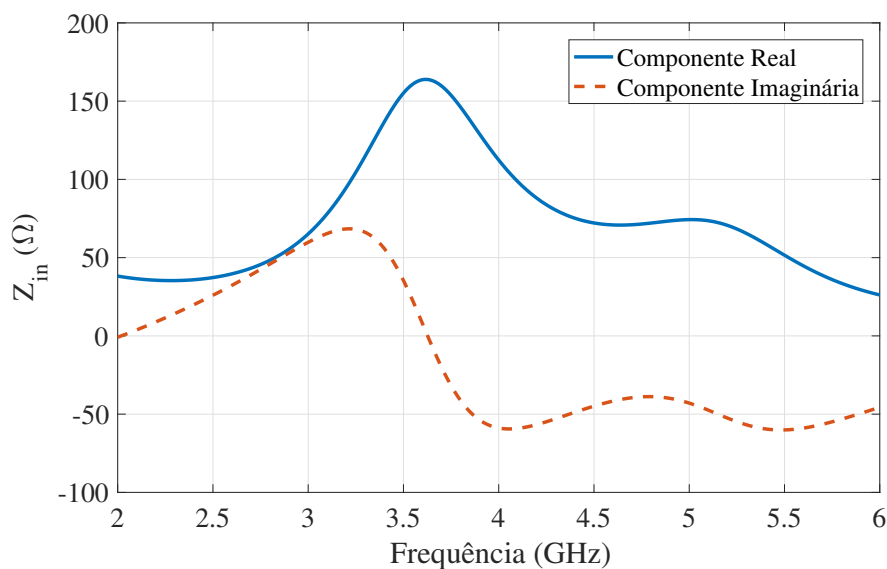


Figura 3.4: Variação da impedância do cérebro com a frequência

É devido ao facto de esta impedância apresentar valores tão diferentes face à impedância do meio onde se propaga onda incidente, $120\pi\Omega$, que é necessário recorrer a um circuito de adaptação, garantindo assim que toda a potência da onda incidente é absorvida pela cabeça e não é refletida.

3.3 Sumário

Neste capítulo foi calculada a impedância de entrada da cabeça. Para tal, tendo em conta o conhecimento obtido através do estudo bibliográfico do tema, foi escolhido um modelo de camadas para modelizar a cabeça humana. Após conhecidas as propriedades de cada uma delas foi então possível calcular a impedância pretendida, necessária para prosseguir para a segunda parte, o desenvolvimento da camada de adaptação.

Capítulo 4

Adaptação de impedâncias

Quando se fala em adaptação de impedâncias [5], a ideia principal passa pela existência de um circuito de adaptação de impedâncias entre uma impedância de carga, Z_L , e uma impedância característica, Z_0 . Idealmente esta é considerada sem perdas e é desenhada de maneira a garantir que a impedância vista para dentro do circuito é Z_0 , garantindo assim que as reflexões da carga sejam nulas. Desta forma é possível garantir uma entrega máxima de sinal á impedância de carga.

Este capítulo corresponde à segunda parte do trabalho desenvolvido, a obtenção das características camada de adaptação. Inicialmente, em 4.1 é feito o cálculo analítico de um circuito de adaptação equivalente baseado em circuitos LC com uma única secção, tendo sido depois considerado o caso de múltiplas secções. Finalmente, em 4.2, recorrer-se-à a um método de optimização computacional, *Particle Swarm Optimization*, para a obtenção de resultados mais favoráveis, tendo em conta a largura de banda desejada.

4.1 Método analítico

Uma vez que de acordo com [5] é possível usar linhas de transmissão eletricamente curtas como aproximações de elementos discretos reativos, abordou-se o problema como uma simples adaptação de impedâncias com bobines e condensadores. Desta forma, é possível incluir, alternadamente, metamateriais correspondentes a linhas de alta e baixa impedância característica para realizar indutores e capacidades, respetivamente.

A secção de cálculo analítico está dividida em duas partes. Inicialmente será utilizado um circuito com apenas dois elementos reativos, um condensador e uma bobine, de forma a garantir que o Γ_{in} do sistema total é aproximadamente nulo. De seguida, será abordado um caso com múltiplas secções, sendo para tal calculado o número de secções ideais e a largura de banda do circuito de adaptação resultante.

4.1.1 Secção única

Inicialmente foi utilizada uma só secção, fazendo diretamente a adaptação desde $\eta_0 = 120\pi \Omega$, impedância característica do vácuo, e o valor da impedância equivalente do cérebro. A adaptação

foi feita apenas tendo em conta a frequência central, $f_c = 4.5$ GHz e a correspondente impedância.

Para o cálculo do valor do condensador, C , e bobine, L , foi utilizado o processo a seguir descrito, de acordo com o método de "Matching with Lumped Elements"[5]. Visto que a impedância característica do vácuo $\eta_0 \approx 120\pi \Omega$ é superior à impedância de carga $Z_L \approx 72.02 - j44.64 \Omega$, o circuito de adaptação é o descrito na Figura 4.1. Para garantir a adaptação deve garantir-se que a

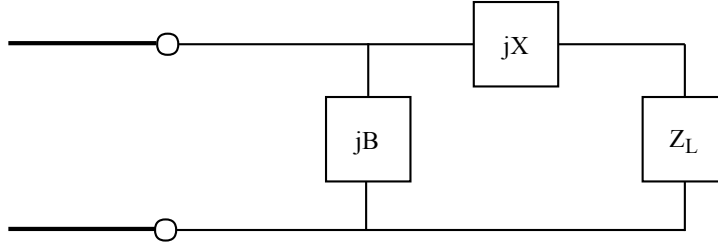


Figura 4.1: Circuito de adaptação a utilizar quando Z_{in} é superior a Z_L

admitância vista desde o circuito de adaptação seguida da impedância de carga, Z_L , que neste caso corresponde à impedância do cérebro, deve ser igual a $\frac{1}{Z_0}$:

$$\frac{1}{Z_0} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + X_L)} \quad (4.1)$$

De seguida, separando a parte real da imaginária, obtêm-se duas equações independentes com as duas incógnitas, X (que corresponde à reatância, parte imaginária da impedância) e B (correspondente à suscetância, parte imaginária da admitância).

$$BZ_0(X + X_L) = Z_0 - R_L \quad (4.2)$$

$$(X - X_L) = BZ_0R_L \quad (4.3)$$

resolvendo em ordem a X e B obtemos:

$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} - X_L \quad (4.4)$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_0 - R_L)/R_L}}{Z_0} \quad (4.5)$$

Tendo em conta que, a partir da matriz ABCD (3.1) pode escrever-se a matriz ABCD de uma linha de transmissão sem perdas da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \cos(\beta l) & j\eta \sin(\beta l) \\ j\frac{1}{\eta} \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

a qual, quando βl assume um valor muito pequeno, passa a ser:

$$\begin{bmatrix} 1 & j\eta\beta l \\ j\frac{1}{\eta}\beta l & 1 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Desta forma, quando se está perante um η muito baixo, $j\eta\beta l \approx 0$ e, como $\frac{\beta l}{\eta} = \omega C$, obtém-se então a matriz correspondente a um condensador em paralelo:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Por outro lado, quando se está perante um η muito elevado, $j\frac{1}{\eta}\beta l \approx 0$ e, $\eta\beta l = \omega L$, obtém-se a matriz correspondente a uma bobine em série:

$$\begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Desta forma, é possível verificar que apenas se podem obter condensadores em paralelo e bobines em série, tal como esperado dado o comportamento de passa-baixo das linhas de transmissão.

Substituindo os valores de R_L , a parte real da impedância do cérebro, X_L a parte imaginária e Z_0 pelo valor de Z_{in} , obtém-se os valores de X e B que, sabendo que

$$C = \frac{B}{2\pi f_c} \quad (4.10)$$

e

$$L = \frac{X}{2\pi f_c} \quad (4.11)$$

permitem chegar aos valores do condensador e bobine a utilizar: $C = 0.1946$ pF e $L = 6.8205$ nH. Calculando o Γ_{in} do circuito com estes elementos através de:

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - \eta_0}{Z_{in} + \eta_0} \quad (4.12)$$

sendo Z_{in} o resultante do paralelo entre o condensador e a série da bobine e a impedância:

$$Z_{in} = \frac{\frac{1}{j\omega C} (j\omega L + Z_L)}{\frac{1}{j\omega C} + (j\omega L + Z_L)} \quad (4.13)$$

Através dos valores dos diferentes componentes é ainda possível calcular o circuito equivalente com linhas de transmissão. Para tal, é necessário determinar o comprimento de cada uma delas. Assim, de acordo com [5] temos que:

$$\beta l = \frac{L_{norm} R_0}{Z_h} \quad (4.14)$$

$$\beta l = \frac{C_{norm} Z_l}{R_0} \quad (4.15)$$

sendo β a componente imaginária da constante de propagação e, portanto, igual a:

$$\beta = \omega \sqrt{\epsilon \mu} \quad (4.16)$$

e L_{norm} e C_{norm} os valores normalizados dos elementos em causa, calculados através de:

$$L_{norm} = \frac{L \omega_c}{R_0} \quad (4.17)$$

$$C_{norm} = C R_0 \omega_c \quad (4.18)$$

onde $\omega_c = 2\pi f_c$.

Os valores de $Z_l = 60\Omega$ e $Z_h = 120\pi\Omega$ correspondem, respetivamente, à menor e maior impedâncias que se podem conseguir nas linhas de transmissão equivalentes aos materiais a usar para a adaptação. As linhas correspondentes a indutores apresentam ϵ_r baixos, isto é, próximos de 1 e as correspondentes a capacidades ϵ_r elevados, cerca de 40, valores estes tendo em conta os metamateriais analisados (secção 5.2). Substituindo todos estes valores nas fórmulas acima referidas obtemos os seguintes comprimentos para as camadas do circuito de adaptação:

Tabela 4.1: Espessuras das camadas correspondentes aos diferentes elementos que compõem o circuito de adaptação

Componentes	Espessura camada	Impedância da linha	ϵ_r
L	5.4 mm	$120\pi\Omega$	1
C	0.553 mm	60Ω	40

O resultado das adaptações podem ser visualizados na Figura 4.2, onde a curva vermelha corresponde à adaptação com elementos discretos e a azul para o seu equivalente em linhas de transmissão. De notar o facto de, para ambos os gráficos, os valores compreendidos numa largura de banda entre os 3.5 e 4 GHz, o coeficiente de reflexão estar bastante próximo de -10 dB. Tal facto faz com que, devido a alguns erros que possam vir a ocorrer (por pequenas aproximações, processos de fabrico), o sistema passe a estar desadaptado para tais frequências, tornando-o *Dual-Band*. É, portanto, necessário recorrer a um circuito com múltiplas secções para tentar melhorar o coeficiente de reflexão.

4.1.2 Múltiplas secções

Para o método de múltiplas secções, o primeiro passo é calcular o número ideal de secções a utilizar. N, o número de secções, é obtido, através de (4.19), onde o Q_{max} é obtido através do

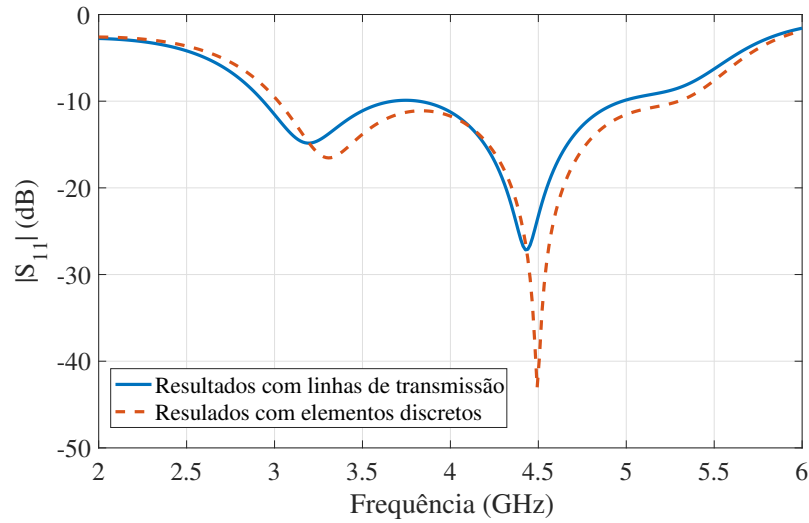


Figura 4.2: Resultados obtidos através das adaptações com uma única secção

quociente entre a frequência central, $f_c = 4.5$ GHz e a largura de banda desejada, $\Delta B = 3$ GHz.

$$Q_{max} = \sqrt{\left(\frac{R_{hi}}{R_{lo}}\right)^{\frac{1}{N}} - 1} \quad (4.19)$$

$$Q_{max} = \frac{f_c}{\Delta B} \approx 1.50 \quad (4.20)$$

Resolvendo (4.19) com $Q \approx 1.5$ obtemos para o número de secções a utilizar $N = 1.4$. Visto ser necessário haver um número inteiro de secções $N=2$, o que provoca uma diminuição no valor do Q , passando este a ser cerca de 1.14.

De acordo como o método descrito em [12], quando se fala em adaptação com múltiplas secções, o que se pretende fazer é uma adaptação gradual, com impedâncias intermédias, desde a carga até à impedância de entrada. Neste caso concreto, como se pode ver na figura a baixo, Figura 4.3, pretende-se fazer uma adaptação de R_{lo} até R_1 e só depois até à impedância do vácuo $R_{hi} \approx 377\Omega$.

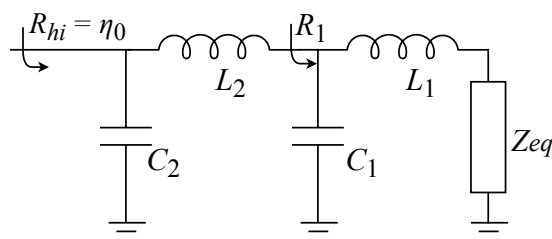


Figura 4.3: Circuito de adaptação de impedâncias com multiplas secções.

Visto a impedância de carga ter uma componente imaginária, é necessário adicionar uma bobine de compensação em série com a carga. O valor da reatância do elemento a colocar, X_{comp} , vai ser o simétrico de X_{eq} , isto é: $X_{comp} = 44.64\Omega$. Obtendo-se assim o valor de L_{comp} :

$$L_{comp} = \frac{X_b}{\omega} \Leftrightarrow 1.56 \text{ nH} \quad (4.21)$$

A componente real da impedância não sofre qualquer alteração, pelo que $R_{lo} = R_{eq} = 72.03\Omega$. Pode então obter-se o valor da impedância intermédia recorrendo a:

$$\frac{R_1}{R_{lo}} = 1 + Q^2 \quad (4.22)$$

obtendo-se o valor de $R_1 = 164.77\Omega$. De seguida, aplicando o método utilizado com uma só secção (4.1.1) para cada uma das secções em causa, obtemos os valores dos condensadores e bobines a utilizar: $C_1 = 0.24 \text{ nF}$, $L_1 = 2.91 \text{ nH}$, $C_2 = 0.11 \text{ nF}$ e $L_2 = 6.62 \text{ nH}$.

Calculando novamente as linhas de transmissão correspondentes para estes valores de LC, utilizando o método descrito na secção 4.1.1, obtiveram-se os seguintes comprimentos para as camadas do circuito de adaptação:

Tabela 4.2: Espessuras das camadas correspondentes aos diferentes elementos que compõem o circuito de adaptação

Componentes	Espessura camada	Impedância da linha	ϵ_r
$L_1 + L_{comp}$	3.6 mm	$120\pi\Omega$	1
C_1	0.115 mm	60Ω	40
L_2	5.3 mm	$120\pi\Omega$	1
C_2	0.506 mm	60Ω	40

Para testar os modelos foi utilizado o *software* ADS, tendo-se obtido para o coeficiente de reflexão os valores apresentados na Figura 4.4. Como se pode visualizar, para ambos os casos, o circuito apresentado é *Dual-Band*, isto é, não está totalmente adaptado desde os 2.8 aos 5.5 GHz, o intervalo compreendido entre os 3.3 e os 4 GHz tem um coeficiente de reflexão superior a -10 dB, não estando, portanto, adaptado.

Dado os valores obtidos não estarem de acordo com o pretendido, isto é a magnitude do S_{11} na totalidade da largura de banda desejada, de 3 a 6 GHz, ser inferior a -10 dB devem, portanto, ser procurados outros métodos para a resolução do problema em causa.

4.2 Método de otimização computacional - *Particle Swarm Optimization*

Para ultrapassar as limitações observadas no método analítico foi implementado um método computacional baseado em *Particle Swarm Optimization*, em ambiente MATLAB. Uma vez que se está perante um método de otimização computacional é possível obter diretamente os resultados que melhor se adequam ao problema, isto é, podem escolher-se as variáveis que mais facilmente

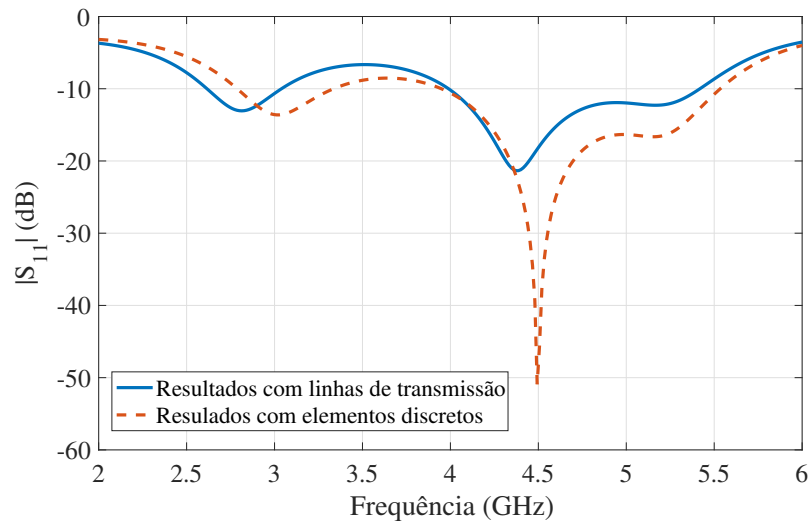


Figura 4.4: Parâmetro S_{11} do circuito simulado

permitirão atingir o objetivo final. Desse modo o circuito de adaptação será agora visto como uma série de linhas de transmissão cujos parâmetros são:

- Permitividade relativa ϵ_r ;
- Permeabilidade relativa, μ_r mantida a 1, visto considerarmos os meios não magnéticos;
- Condutividade, σ considerada constante e igual a 0, visto considerarem-se meios sem perdas;
- Comprimento da linha de transmissão, l que corresponde à espessura do meta-material.

Desta forma obtêm-se os parâmetros das linhas diretamente, em vez dos valores das capacidade e indutores, não sendo assim necessário qualquer cálculo adicional posterior para a seleção do meta-material a usar. O número de camadas foi limitado a 2, de modo a diminuir a complexidade do problema, limitando desta forma o número de metamateriais diferentes a utilizar.

O método utilizado, PSO, implica a criação de um espaço definido pelos parâmetros que se pretende otimizar, neste caso apenas a permitividade relativa e a espessura da camada, que será percorrido pelas partículas.

O funcionamento deste método está dependente do comportamento das partículas e das interações que estas estabelecem entre si e que permitem a partilha de informação entre o conjunto de diferentes soluções. Este facto é essencial para definir a trajetória que a partícula irá ter ao longo do espaço de soluções. Esta é influenciada pelo coeficiente de inércia, que garante que uma partícula não altera o seu percurso drasticamente, pelo coeficiente cognitivo, que controla a tendência das partículas voltarem ao seu máximo pessoal e pelo coeficiente social, que tem em conta

a tendência de uma partícula se aproximar do melhor resultado geral obtido [13]. Tendo isto em conta, a posição e velocidade de uma partícula, i , podem ser definidas como:

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t+1) \quad (4.23)$$

$$v_i(t+1) = \omega(t+1)v_i(t) + c_1(p_i - x_i(t))R_1 + c_2(g - x_i(t))R_2 \quad (4.24)$$

onde p_i são as coordenadas da melhor solução pessoal da partícula, g são as coordenadas da melhor solução global, as constantes de aceleração c_1 e c_2 são os coeficientes cognitivo e social, respetivamente e assumem o valor de 2, tal como sugerido na literatura. R_1 e R_2 são duas matrizes diagonais com números gerados aleatoriamente entre 0 e 1 que garantem que os componentes social e cognitivo tem uma influência estocástica na velocidade das partículas. ω diz respeito ao coeficiente de inercia e tem o valor de 1, o valor mínimo recomendado que favorece a exploração local em detrimento da global. Outras variáveis importantes a ter em conta são o número de partículas a utilizar, 100, uma vez que valores inferiores podem gerar problemas de convergência. O número máximo de iterações foi definido como 500.

A escolha deste método de otimização deve-se também ao facto de este se adaptar à natureza continua do problema a resolver, uma vez que as variáveis a otimizar foram definidas como $\epsilon_r \in [2; 45]$ e $l \in [0.2\text{mm}; 6\text{mm}]$. Estes limites foram dados através da análise de diferentes estruturas de metamateriais e por imposições de fabrico, respetivamente.

Sendo Γ_{in} o coeficiente de reflexão à entrada do conjunto de metamateriais colocados antes da cabeça humana, foi definido como função objetivo a minimizar pelo PSO:

$$\int_3^6 a(f)df \quad (4.25)$$

onde f é a frequência em GHz e

$$a(f) = \begin{cases} 1 & |\Gamma_{in}| > 0.3 \\ 0 & \text{outros casos} \end{cases} \quad (4.26)$$

Desta forma apenas os pontos em que $|\Gamma_{in}| > 0.3$ irão contribuir para aumentar o valor da função objetivo. Esta definição é equivalente a maximizar o número de pontos, na gama de frequências considerada de 3 a 6 GHz, que se encontram abaixo de -10 dB de magnitude de coeficiente de reflexão. Esta última condição é a que foi estabelecida como necessária para se considerar o sistema adaptado. Na Tabela 4.3 estão os valores obtidos pelo PSO que deverão ser sintetizados, usando metamateriais, para garantir que a adaptação é realizada.

Tabela 4.3: Valores das variáveis otimizadas pelo PSO

Camada 1		Camada 2	
$\epsilon_r = 13.97$	$l = 1.2 \text{ mm}$	$\epsilon_r = 2$	$l = 6 \text{ mm}$

Na Figura 4.5 pode ver-se os resultados do cálculo do coeficiente de reflexão à entrada do

conjunto de metamateriais, cujas características foram otimizadas pelo PSO, colocados antes da cabeça humana. Tendo em conta as limitações das variáveis do problema, foi possível obter o valor máximo para a largura de banda adaptada de 2.25 GHz, correspondentes a frequências compreendidas entre os 3 e os 5.25 GHz. Também o facto de apenas se usarem duas camadas diferentes e, portanto, apenas dois metamateriais distintos é uma mais valia dado a complexidade do problema ficar reduzida face, por exemplo, ao caso com múltiplas secções, onde seriam necessários 4 metamateriais diferentes para efetuar a mesma adaptação.

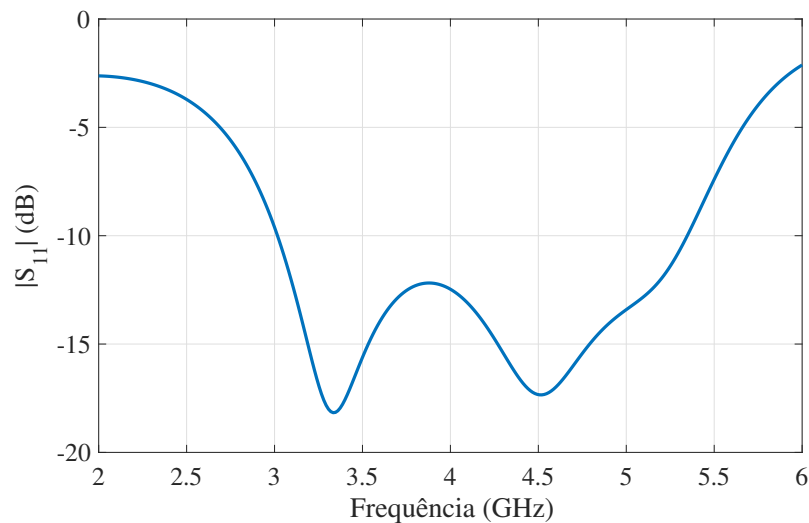


Figura 4.5: Magnitude do parâmetro S_{11} resultante dos valores otimizados pelo PSO.

4.3 Sumário

Nesta secção foi abordado o método de desenho do circuito de adaptação: inicialmente por métodos analíticos - secção única e multi-secções - e, posteriormente, por métodos de otimização computacional- Particle Swarm Optimization.

Na Figura 4.6 é possível ver os resultados obtidos para o coeficiente de reflexão para os diferentes métodos utilizados. Como seria de esperar o método de otimização computacional é aquele que apresenta os resultados mais favoráveis, sendo os parâmetros por ele calculados, ϵ_r e l , utilizados para a fase seguinte do trabalho: a seleção dos metamateriais a utilizar.

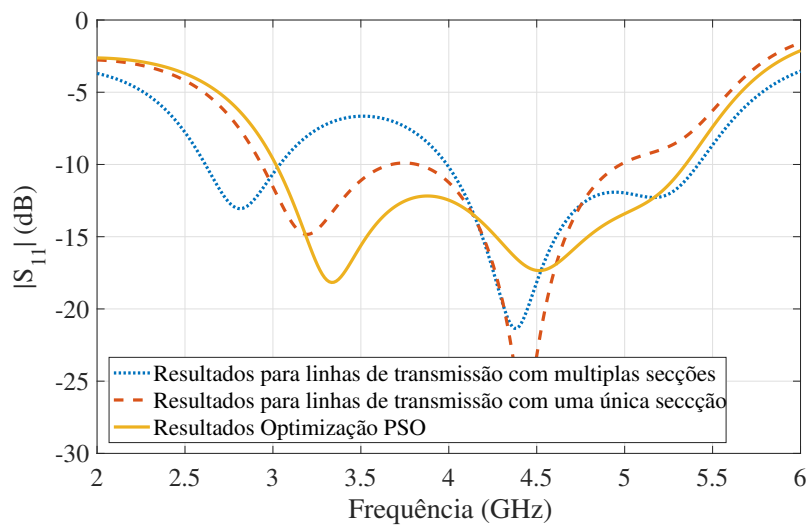


Figura 4.6: Resultados do coeficiente de reflexão para os diferentes métodos utilizados

Capítulo 5

Resultado da simulação dos metamateriais

5.1 Metamateriais

Os metamateriais surgiram como uma necessidade de criar algo que não estava disponível no nosso meio habitual. Para tal foram criados uma série de processos que afetam o nível estrutural dos materiais já existentes. Quanto mais manipulados forem os materiais, mais as propriedades serão alteradas, ganhando-se assim uma gama maior de materiais. De acordo com [14] um metamaterial pode ser definido como um conjunto de elementos artificiais que tem como objetivo alcançar inúmeras vantagens e propriedades mais vantajosas, tendo em conta uma determinada aplicação, face a outros materiais existentes e já conhecidos.

Um parâmetro bastante importante é o comprimento de onda da radiação eletromagnética a que se está a sujeitar o material. Quando o comprimento de onda é mais elevado do que as dimensões e do que a distância entre cada célula, os diferentes materiais usados comportam-se como um só, e os respetivos parâmetros são tidos em conta para a resposta a dar perante a radiação. Esta é a única situação em que os metamateriais se comportam efetivamente como um só material, nos restantes casos são tidos como partes individuais.

5.1.1 Frequency Selective Surfaces

As *Frequency Selective Surfaces* são usadas em diferentes aplicações, tais como engenharia aeroespacial, sistemas de comunicação e também instrumentos de imagiologia. Para tal, é essencial o desenvolvimento de técnicas de análise e de um *design* eletromagnético eficiente. A principal utilidade destas superfícies, em termos médicos, prende-se com a diminuição da exposição dos pacientes à radiação emitida pelos métodos mais usuais.

De acordo com [8] FSS operam de maneira satisfatória em frequências de microondas, no entanto, o seu desempenho é limitado devido à espessura e às perdas ocorrentes nas suas partes metálicas. Assim, recorre-se a FSS com metamateriais (FSS-MTM), isto é, células ressonantes que possuem permitividade ou permeabilidade negativas ou as duas em simultâneo. As características

destas superfícies podem ser conseguidas através de combinações das diferentes propriedades dos metamateriais: ϵ negativo (ENG), μ negativo (MNG) ou camadas duplamente negativas (DNG), tal como se pode observar na Figura 5.1

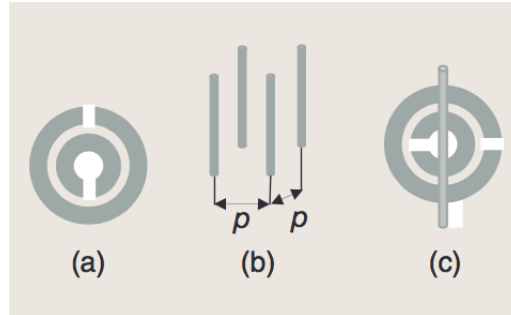


Figura 5.1: Células MTM a) MNG. b) ENG. c) DNG. Fonte [8].

Para realizar a análise das estruturas FSS-MTM é necessário recorrer a alguns métodos de análise, tais como: [8] O modelo equivalente de linhas de transmissão, que é bastante fácil de implementar e assenta no princípio que as células MTM podem ser substituídas por circuitos LC ressonantes. O método das ondas planares é rápido e eficiente e é utilizado para determinar a relação de dispersão de estruturas periódicas de EBG, *Electromagnetic Band-Gap*, isto é estruturas que bloqueiam ondas eletromagnéticas de certas frequências. No entanto este último método apenas funciona quando se está perante estruturas MTM infinitas.

Durante o planeamento da FSS, e para garantir uma alta *performance* e insensibilidade ao ângulo de incidência é importante otimizar a estrutura. As duas principais fases de decisão são: a seleção de uma configuração apropriada (materiais e espessuras dos mesmos) e a correta sequência para as diferentes camadas dielétricas bem como a sua forma e dimensões. Sendo este último o que apresenta maior relevância, torna-se necessário recorrer a algoritmos de otimização (tais como algoritmos genéticos ou de enxame de partículas) de modo a otimizar tanto o formato das células como a sua disposição, de forma a alcançar o melhor desempenho possível, garantindo assim que parâmetros como a frequência de resposta, largura de banda e *insertion loss* são os pretendidos.

5.2 Seleção dos metamateriais

Tendo obtido os parâmetros das camadas que vão formar o circuito de adaptação, que podem ser observados na Tabela 4.3, é agora necessário selecionar os metamateriais que vão compor essas mesmas camadas. Para tal, vários modelos encontrados na bibliografia foram simulados, com o intuito de encontrar aqueles cujos parâmetros mais se aproximavam dos pretendidos.

Os modelos foram simulados através do *software* HFSS, utilizando para tal uma onda plana perpendicular ao plano de incidência. Para as simulações foi utilizado o método de *Finite Element Method*, com recurso a *Floquet Ports*, uma vez que, devido ao facto de considerarem a periodicidade dos campos, permitem reduzir a duração da simulação.

Posteriormente, através do método de Nicolson-Ross-Weir [15], abaixo ilustrado, é possível a extração dos parâmetros de interesse para o problema - permissividade relativa, ϵ_r , e permeabilidade relativa, μ_r - através da matriz dos parâmetros S do material simulado. Este método assume que um material não-homogêneo (NH) pode ser substituído por um equivalente homogêneo (H) sem que as suas características sejam alteradas, isto é, a magnitude e a fase dos coeficientes de transmissão e reflexão manter-se-ão iguais, ou seja:

$$S_{NH} = S_H = \begin{bmatrix} S_{11}^{(NH)} & S_{12}^{(NH)} \\ S_{21}^{(NH)} & S_{22}^{(NH)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{(H)} & S_{12}^{(H)} \\ S_{21}^{(H)} & S_{22}^{(H)} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Sendo:

$$V_1 = S_{21} + S_{11} \quad (5.2)$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11} \quad (5.3)$$

e

$$X = \frac{1 - V_1 V_2}{V_1 - V_2} \quad (5.4)$$

é possível obter os coeficientes de reflexão e transmissão através da matriz dos parâmetros S:

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (5.5)$$

$$z = \frac{V_1 - \Gamma}{1 - V_1 \Gamma} \quad (5.6)$$

o sinal, positivo ou negativo, é escolhido de maneira a garantir que $|\Gamma| \leq 1$. É agora possível escrever duas equações dependentes de μ_r e ϵ_r :

$$\frac{\mu_r}{\epsilon_r} = \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) = c_1 \quad (5.7)$$

$$\mu_r \epsilon_r = - \left\{ \frac{c}{\omega d} \ln \left(\frac{1}{z} \right) \right\}^2 = c_2 \quad (5.8)$$

para de seguida ser possível obter as características pretendidas:

$$\mu_r = \sqrt{c_1 c_2} \quad (5.9)$$

$$\epsilon_r = \sqrt{\frac{c_2}{c_1}} \quad (5.10)$$

Tendo em conta as características obtidas pelo PSO, foram selecionados, baseados nos respectivos valores de ϵ_r e μ_r , os metamateriais correspondentes aos *layouts* presentes na Figura 5.2. Em ambos os casos o substrato escolhido para o *layout* dos metamateriais foi FR-4 e a espessura do

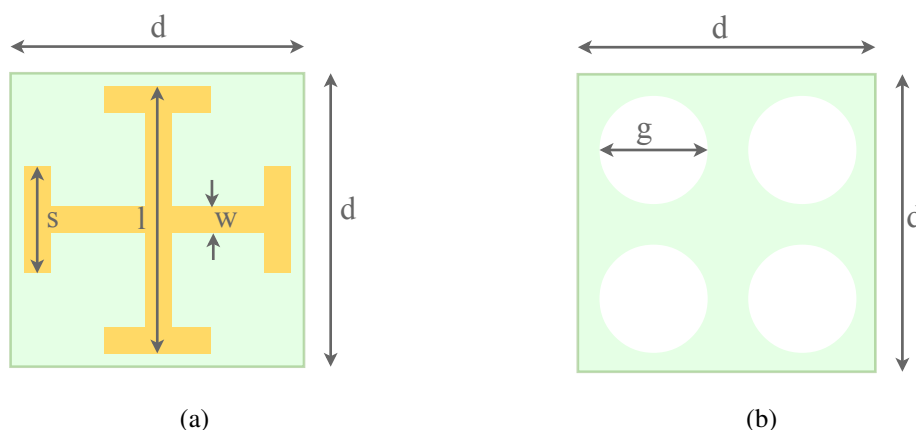


Figura 5.2: Metamateriais utilizados para satisfazer as condições impostas pelo PSO

cobre definida como $35 \mu m$. Para o meta-material da Figura 5.2 (a) verificou-se que nas frequências abaixo da sua ressonância, é possível obter ϵ_r entre 13.7 e 15.3, Figura 5.3 (a), para uma frequência entre 3 e 6 GHz, o que o torna adequado para sintetizar o meta-material correspondente à primeira camada. Relativamente ao meta-material da Figura 5.2 (b), foi possível realizar permitividades abaixo da nominal do FR-4, uma vez que ao perfurá-lo estamos a criar zonas de vácuo reduzindo assim a sua permitividade efetiva para os valores próximos dos pretendidos, Figura 5.3 (b). Tal acontece porque o diâmetro dos furos é pequeno relativamente ao comprimento de onda, pois caso contrário este meta-material exibiria também um comportamento ressonante.

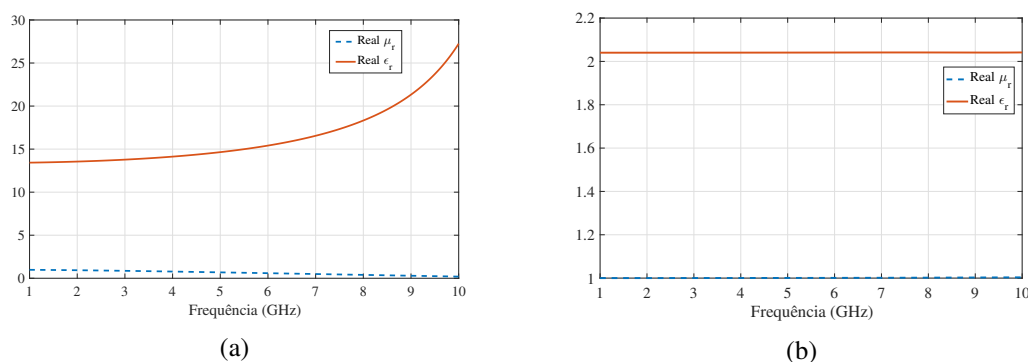


Figura 5.3: Componentes reais do ϵ_r e do μ_r dos metamateriais selecionados.

Para sintetizar as propriedades obtidas através do PSO, fez-se um ajuste das diferentes variáveis de desenho, tendo culminado nos valores apresentados na Tabela 5.1, o que provocou uma alteração nos valores da permitividade relativa que podem ser observadas na Figura 5.4 (a) e (b) correspondentes aos metamateriais da camada 1 e 2, respetivamente. Em ambos os metamateriais verificou-se que $\mu_r \approx 1$, sendo portanto não magnéticos como assumido no PSO.

Tabela 5.1: Valores das diferentes componentes dos metamateriais que maximizam a largura de banda adaptada do sinal.

d	s	l	w	g
4.2 mm	1.2 mm	4 mm	0.4 mm	1.8 mm

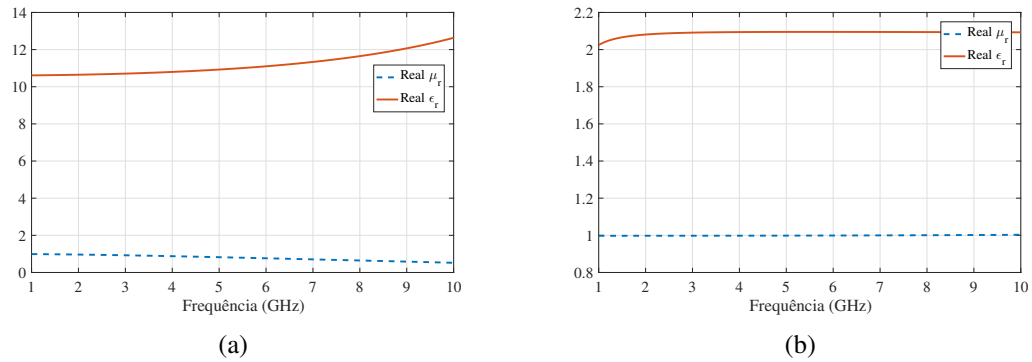


Figura 5.4: Valores ϵ_r e do μ_r dos metamateriais selecionados após ajuste das variáveis de desenho.

5.3 Resultados da simulação em HFSS

Para as simulações foi novamente utilizado o método de *Finite Element Method*, com recurso a *Floquet Ports*. Para a simulação das características do cérebro foi utilizada uma *Layered Impedance Boundary* que contém as características definidas anteriormente. O esquema usado para as simulações pode ser visualizado na figura seguinte, Figura 5.5, onde os metamateriais 1 e 2 correspondem aos representados nas Figuras 5.2(a) e 5.2(b), respetivamente.

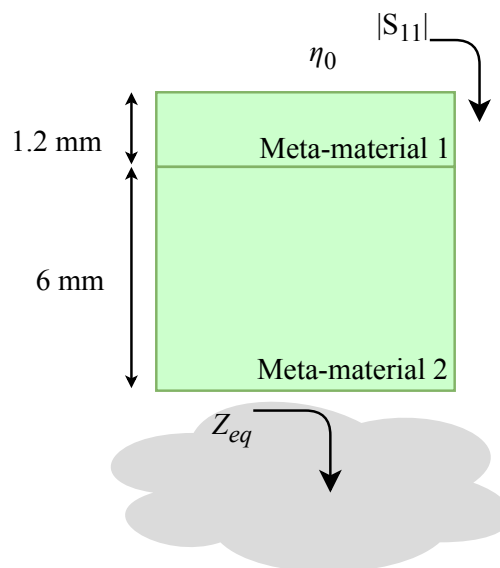


Figura 5.5: Esquema utilizado para a simulação HFSS.

Os resultados da simulação podem ser observados na Figura 5.6, onde é possível verificar que são bastante concordantes com os esperados pelo PSO, estando, portanto, validados os resultados obtidos pela otimização computacional, dada a semelhança observada entre as curvas. É possível verificar que se obteve uma largura de banda do sinal adaptado de $\Delta_f \approx 2.25$ GHz.

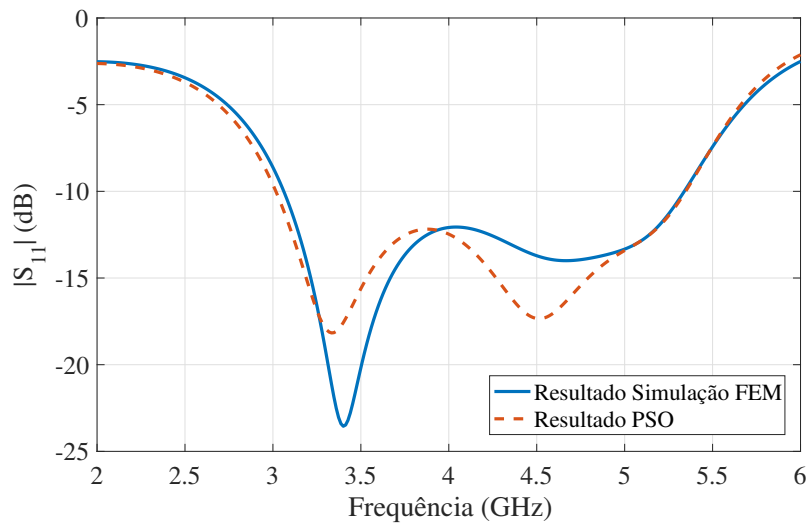


Figura 5.6: Comparação dos resultados esperados com o método de otimização PSO e dos obtidos com a simulação no software HFSS.

5.4 Sumário

Neste capítulo foram apresentados os metamateriais escolhidos para modelizar cada uma das camadas, de acordo com os valores obtidos através do PSO. Após a simulação HFSS do modelo final do circuito de adaptação foi possível validar os resultados obtidos anteriormente, dada a semelhança obtida entre as curvas.

Capítulo 6

Validação experimental

Neste capítulo são apresentados os materiais fabricados, bem com o *setup* de medidas que irá validar os resultados previamente obtidos através do PSO e das simulações HFSS.

6.1 Materiais fabricados

Na Figura 6.1 abaixo indicada podem ser observados os metamateriais correspondentes às duas camadas diferentes do circuito de adaptação. A primeira, indicada com a letra *(a)* diz respeito ao metamaterial da primeira camada e a indicada com a letra *(b)* ao da segunda camada.

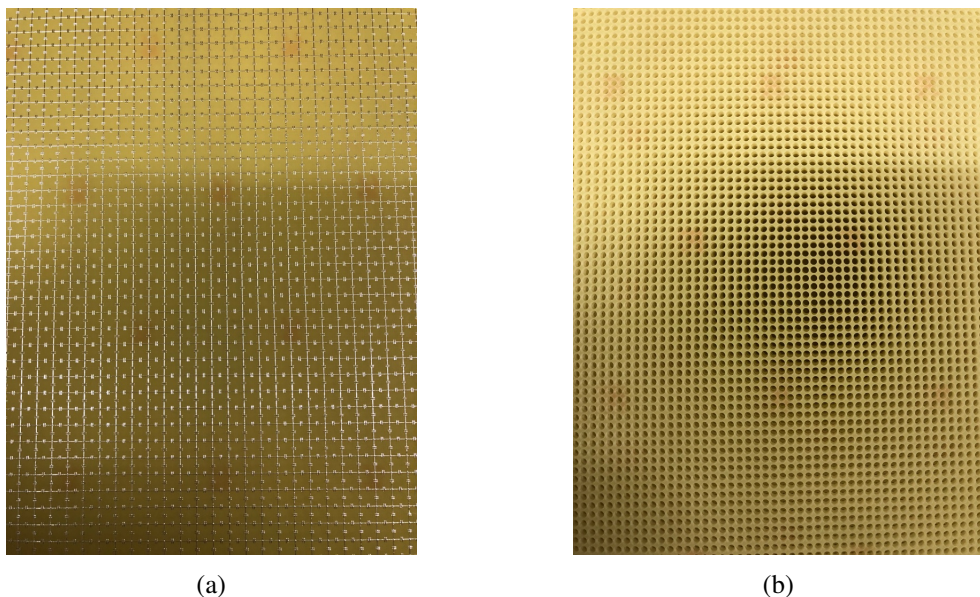


Figura 6.1: Materiais fabricados para satisfazer as condições de cada uma das camadas da superfície de adaptação

6.2 Setup de Medições

Para validar os resultados teóricos e os obtidos através das simulações foi necessário efetuar medições experimentais aos modelos fabricados. Para tal, foi efetuado, tal como aconteceu nas simulações, o *de-embedding*, isto é, um processo de calibração dos portos que permite calcular as descontinuidades dos mesmos e retirá-las dos resultados finais.

Inicialmente usou-se o método TRL, *Thru-Reflect-Line*. No entanto, devido ao posicionamento das antenas ter falhas na precisão, o *standard line* não pode ser obtido com exactidão. Por este motivo, o erro da calibração excedia os 20%, tendo por este motivo sido descartado o método de calibração TRL. Assim sendo, o processo de calibração utilizado para o VNA foi o TRM [16], *Thru-Reflect-Match* cujo *setup* pode ser visualizado na Figura 6.2, onde está ilustrado o modo de obtenção das medidas para o DUT - *Device under test* -, *thru*, *reflect* e para uma das *match*, respetivamente.

6.3 Resultados obtidos

Após o processo de calibração, foi obtido o erro da mesma. Este erro foi calculado através do *standard thru* onde se comparou o valor medido do S_{21} , sem *de-embedding*, com o valor desse mesmo parâmetro calculado assumindo o *standard thru* ideal e os coeficientes de erro calculados através da calibração. O erro relativo da calibração é dado por:

$$e = \frac{|S_{21c} - S_{21m}|}{2} \times 100\% \quad (6.1)$$

onde S_{21c} e S_{21m} correspondem aos valores calculado e medido do parâmetro S_{21} , respetivamente. A divisão por 2 dá-se pelo facto de, dada a natureza passiva dos sistemas em análise, a distância absoluta máxima entre estes parâmetros ser de 2. Este erro está representado na Figura 6.3, onde se pode verificar que nunca excede os 3.5% na banda de frequências considerada.

Os parâmetros S medidos e simulados encontram-se representados e sobrepostos na Figura 6.4. Nesta é possível verificar uma concordância elevada com os resultados de simulação, validando assim a abordagem tida.

Após verificação da concordância dos parâmetros S nos dois casos, em pós-processamento, fez-se a terminação do metamaterial com a impedância equivalente de entrada da cabeça, calculada na secção 3.2. Desta forma foi possível calcular o coeficiente de reflexão do sistema total, tendo-se obtido o gráfico da figura 6.5. No mesmo pode também verificar-se a proximidade entre os valores simulados e medidos.

As discrepâncias observadas poderão dever-se maioritariamente ao facto de as medidas terem sido feitas num ambiente onde os fenómenos de *multipath* estão presentes. Para além deste fenómeno, as únicas antenas disponíveis para as medidas eram TEM horns [17] que apesar do seu comportamento *wideband*, tiveram de ser colocadas muito próximas do material para evitar *spillover*. Este último fenómeno faz com que a onda incidente no material não seja totalmente plana, adulterando assim os resultados da medida. Outra fonte de erro é o *standard de match*

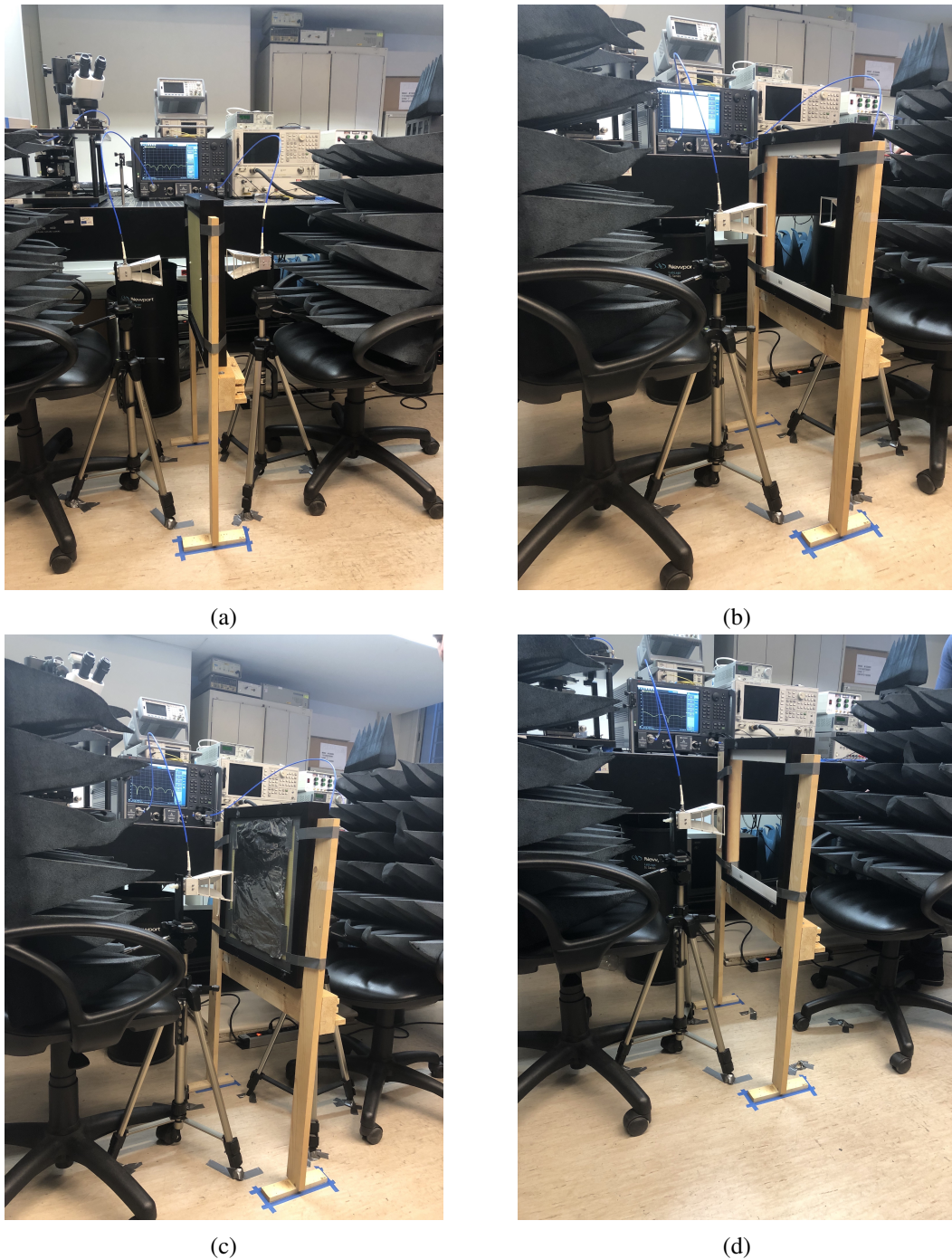


Figura 6.2: *Setup* de medidas utilizado para a obtenção dos diferentes elementos para a calibração TRM.

que foi aplicado através da colocação de absorventes em frente às antenas. De acordo com [16] este é o standard mais crítico neste tipo de calibração podendo ter resultado num erro excessivo, contribuindo para as discrepâncias observadas.

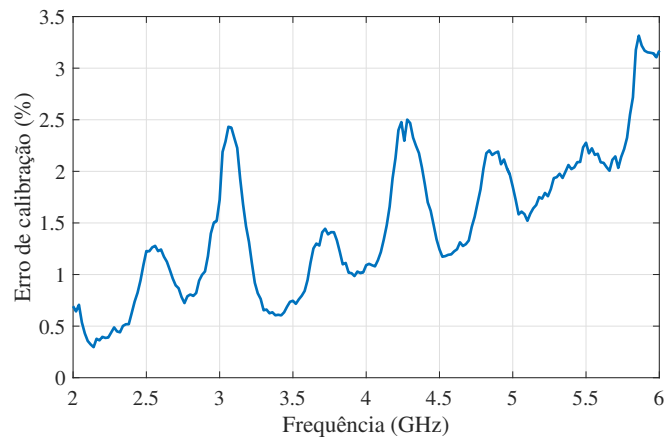
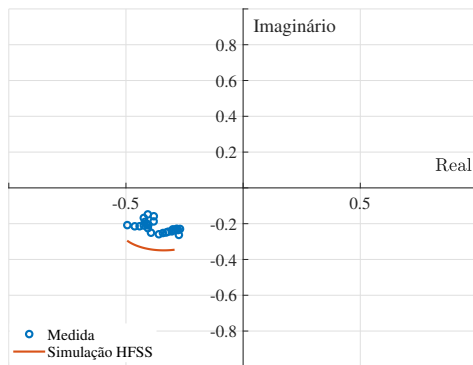
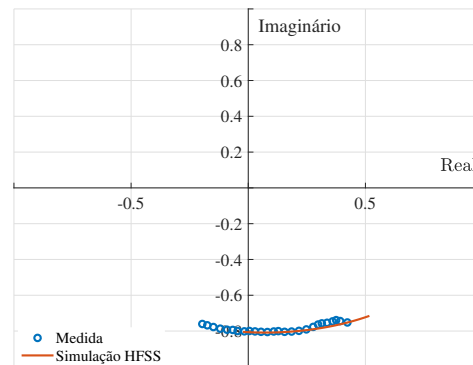


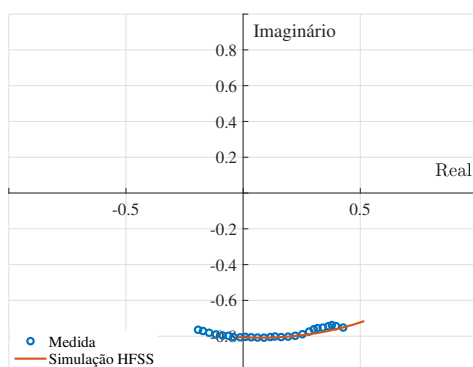
Figura 6.3: Valores obtidos para o erro da medição experimental.



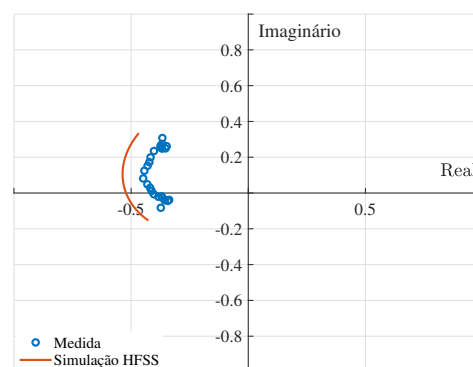
(a) Parâmetro S_{11}



(b) Parâmetro S_{12}



(c) Parâmetro S_{21}



(d) Parâmetro S_{22}

Figura 6.4: Comparação entre os valores dos Parâmetros S obtidos experimentalmente e através da simulação HFSS no diagrama polar.

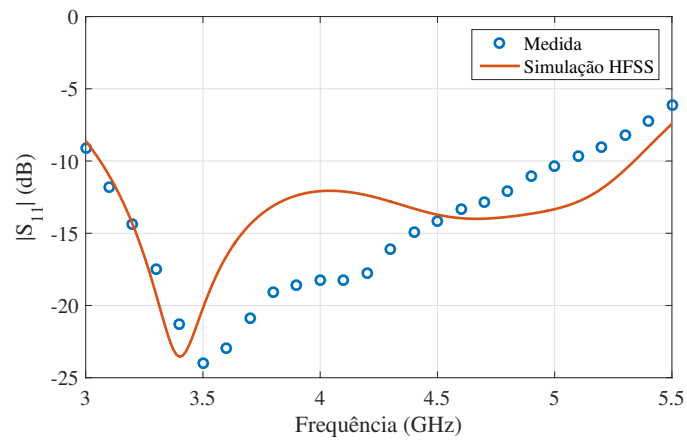


Figura 6.5: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente com os da simulação HFSS.

6.4 Sumário

Neste capítulo foram apresentados os modelos fabricados que compõem a superfície de adaptação, bem como o *setup* necessário para a obtenção dos resultados experimentais. Como se pode verificar, os resultados obtidos foram bastante concordantes com os obtidos anteriormente em ambiente de simulação.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Conclusão do trabalho realizado

Neste documento foi apresentado um método para adaptação da impedância equivalente de entrada da cabeça humana na região occipital, baseado em metamateriais.

Foram tidas em conta duas abordagens distintas: inicialmente foram usados métodos analíticos e, mais tarde, recorreu-se a um método de otimização computacional - *Particle Swarm Optimization* -, numa tentativa de melhorar os resultados (largura de banda) obtidos até então. Relativamente aos métodos analíticos foram tidos em conta dois casos: secção única ou múltiplas secções. No entanto, os resultados obtidos para ambos os casos não foram satisfatórios uma vez que havia uma fração dentro da largura de banda desejada que se encontrava desadaptada ou bastante próxima dos -10 dB. Relativamente aos resultados obtidos com o método computacional, estes permitiram alcançar o objetivo pretendido, garantir um sinal adaptado entre 3 e 5.25 GHz, sem zonas próximas do limite de desadaptação.

Através dos resultados obtidos pelo PSO foi possível seleccionar os metamateriais correspondentes para formar a superfície de adaptação, tendo posteriormente os resultados sido validados por simulação no *software* HFSS.

Finalmente, os modelos fabricados foram testados experimentalmente e, quando comparados com os obtidos anteriormente por simulação, verificou-se uma grande proximidade entre as curvas, o que permitiu a validação do método em causa.

7.2 Trabalho futuro

Como trabalho futuro é sugerido, numa fase inicial, considerar a incidência de uma onda oblíqua neste mesmo sistema, uma vez que num sistema real não será possível garantir que toda a área da cabeça humana receba ondas de incidência perpendicular.

De seguida seria também importante considerar as diferentes zonas do cérebro e ter em conta as suas diferentes características, desenhando assim uma superfície diferentes para cada uma delas.

Relativamente ao ajuste das diferentes variáveis de desenho dos metamateriais seria conveniente desenvolver um método computacional para a determinação dos valores ótimos a usar que maximizariam a largura de banda do sinal adaptado.

Referências

- [1] B. J. Mohammed, A. M. Abbosh, e D. Ireland. Stroke detection based on variations in reflection coefficients of wideband antennas. Em *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 2012. doi:10.1109/APS.2012.6348795.
- [2] Haoyu Zhang, Brian Flynn, Ahmet T Erdogan, e Tughrul Arslan. Microwave Imaging for Brain Tumour Detection Using an UWB Vivaldi Antenna Array. 2012.
- [3] A. Modiri, K. Kiasaleh, e S. Chandrahas. Characterizing a proposed sixteen-element array antenna designed for microwave imaging of breast cancer. *2013 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)*, 2013. doi:10.1109/WiSNet.2013.6488634.
- [4] M.R. Pereira, L.M. Pessoa, e H.M. Salgado. Technical report: impedance matching layer for breast microwave imaging.
- [5] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. 4ª edição, 2012.
- [6] Serguei Y. Semenov e Douglas R. Corfield. Microwave Tomography for Brain Imaging: Feasibility Assessment for Stroke Detection. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2008. doi:10.1155/2008/254830.
- [7] Antonios Drossos, Veli Santomaa, e Niels Kuster. The Dependence of Electromagnetic Energy Absorption Upon Human Head Tissue Composition in the Frequency Range of 300–3000 MHz. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, 48(11), 2000.
- [8] Jha Rakesh Mohan Narayan Shiv. Electromagnetic Techniques and Design Strategies for FSS Structure Applications. *IEEE ANTENNAS & PROPAGATION MAGAZINE*, páginas 135–158, 2015.
- [9] B J Mohammed, A M Abbosh, D Ireland, e M E Bialkowski. COMPACT WIDEBAND ANTENNA IMMERSSED IN OPTIMUM COUPLING LIQUID FOR MICROWAVE IMAGING OF BRAIN STROKE. *Progress In Electromagnetics Research C*, 27:27–39, 2012.
- [10] Mario Rui Silveira Pereira. *Inverse Scattering Techniques for the Synthesis of Microwave Structures*. Tese de doutoramento, 2014.
- [11] Dean A. Frickey. Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1994. doi:10.1109/22.275248.
- [12] Devendra K. Misra. *Radio-frequency and microwave communication circuits: analysis and design*. 2 edição, 2004.

- [13] Federico Marini e Beata Walczak. Particle swarm optimization (PSO). A tutorial. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 2015. doi:10.1016/j.chemolab.2015.08.020.
- [14] M Lapine e S Tretyakov. Contemporary notes on metamaterials. *Special Issue on Metamaterials LHM*. doi:10.1049/iet-map:20050307.
- [15] A M Nicolson e G F Ross. Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques. Relatório técnico, 1970.
- [16] Manuel Alejandro Pulido-Gaytán, J. Apolinar Reynoso-Hernández, José Raúl Loo-Yau, Andrés Zárate-De Landa, e María Del Carmen Maya-Sánchez. Generalized theory of the thru-reflect-match calibration technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015. doi:10.1109/TMTT.2015.2417860.
- [17] LB-SJ-20180 2.0-18.0GHz Dual Polarization Horn Antenna Technical Specification. Relatório técnico. URL: www.ainfoinc.com.