



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO



DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

**PROJETO DE UMA REDE DE ALIMENTAÇÃO DE BAIXAS
PERDAS PARA UM ARRANJO DE ANTENAS UTILIZANDO
LINHAS DE FITA**

Autor: Daniel Nascimento Duplat

Orientador: Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa

Trabalho apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como conclusão do programa de Mestrado em Engenharia Elétrica – Telecomunicações e Telemática.

Comissão Examinadora:

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa – DMO/FEEC/UNICAMP – Presidente

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza – Consultor

Prof. Dr. Max Henrique Machado Costa – DECOM/FEEC/UNICAMP

Campinas, 24 de setembro de 2010.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

D926p Duplat, Daniel Nascimento
Projeto de uma rede de alimentação de baixas perdas
para um arranjo de antenas utilizando linhas de fita /
Daniel Nascimento Duplat. --Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientador: Hugo Enrique Hernández Figueroa.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Linhas de transmissão em fita. 2. Circuitos de
radar. 3. Peso generalizado de Hamming. 4.
Poliestireno. I. Hernández Figueroa, Hugo Enrique. II.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Design of a power system for a low-loss antenna array using
striplines

Palavras-chave em Inglês: Transmission lines on tape, Radar circuits, Generalized
Hamming weight, Polystyrene

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Rui Fragassi Souza, Max Henrique Machado Costa

Data da defesa: 24/09/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Daniel Nascimento Duplat

Data da Defesa: 24 de setembro de 2010

Título da Tese: "Projeto de uma Rede de Alimentação de Baixas Perdas para um Arranjo de Antenas Utilizando Linhas de Fita"

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (Presidente):

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza:

Prof. Dr. Max Henrique Machado Costa:



Agradecimentos:

A finalização deste trabalho é a conclusão de mais um ciclo do qual participaram muitas pessoas que merecem um especial agradecimento. Alguns seguirão como grandes amigos; outros, como verdadeiros mestres; há também aqueles que nos fizeram aprender importantes lições para toda vida. Sinceramente espero não esquecer ninguém.

Agradeço aos meus grandes amigos, Raphael Akel Abrahão, Marcelo Becher Rosa, Tiago Rodarte Ricciardi, Andréa Akemi Matsui, Andrea Martin, Felipe Costa Mercadante, Thadeu de Ávila Junqueira, Celso Trombetta Jr., Danilo Leite Dalmon, Juliana Marchiori Fenner, Mariana Rocha Ribeiro da Silva, Érico Andrade Cretton Barros Cruz, João Felipe Cidreira Almeida (entre muitos outros) pelos bons momentos e pelas memoráveis e intermináveis conversas nos mais diversos lugares (bitolódromo, internet, telefone, igreja, parados no meio da rua...) sobre os mais variados assuntos.

Agradeço aos meus amigos e companheiros de república, Edison Kato, Daniel Almeida Fagundes, Adrian Macri e Wilder Lopes por tornarem nossa casa um verdadeiro lar e principalmente a Daniel Queiroz Vasconcelos Cunha e Mateus Gomes da Silva Tolentino Gonçalves, meus grandes amigos para toda vida, a quem sempre terei uma eterna gratidão e admiração não só por, junto comigo, terem comprado uma das mais loucas ideias que já tive, mas também por serem pessoas tão especiais.

Agradeço aos meus companheiros de trabalho Fabiano Rodrigo Borges e Murilo Oliveira de Moraes, de quem aprendi, mesmo involuntariamente, as mais importantes lições, não somente profissionais, mas principalmente pessoais, uma vez que existem diversos caminhos na vida que nos levam a um mesmo lugar, inúmeras soluções ao mesmo problema, mas cabe a nós escolher aquele que melhor se adéqua aos nossos valores, porque esse caminho será único e determinante não só para o nosso futuro, mas já para o presente, principalmente na construção do nosso caráter.

Agradeço à Orbisat da Amazônia, nas pessoas do Dr. João Moreira e do Eng^o Edson Reis, pela grande oportunidade de trabalho e pelas excelentes experiências compartilhadas durante as reuniões semanais.

Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC/UNICAMP)

pelo suporte, não só de recursos financeiros, mas também de infraestrutura, no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Dr. Hugo Figueroa, por permitir que eu estivesse envolvido neste projeto e que pudesse adquirir tanto conhecimento e vivenciar tantas experiências, não só profissionais como pessoais, que, certamente, serão levadas por toda vida.

Agradeço ao prof. José Augusto Fernandes Afonso por todo aprendizado que tive, tanto na graduação, como seu aluno em diversas disciplinas, quanto pelo período em que trabalhamos juntos na monitoria.

Agradeço profundamente ao meu amigo Paulo Modesto Menezes Neto, meu grande amigo não só de faculdade(s), mas de empresa(s) júnior (juniores), hoje um quase irmão, que muito me ajudou, animou e sempre esteve disposto a dar aquela palavra amiga e sincera.

Agradeço aos meus irmãos, Edimário Bastos Duplat Júnior e Felipe Nascimento Duplat, e aos meus tios, Carlos Alberto Cardoso Nascimento, Soraia Cardoso Nascimento Nepomuceno, Sóstenes Humberto Cardoso Nascimento (entre outros), que sempre me apoiaram, e à minha avó, Edith Bastos Tavares e ao meu avô, Pedro Anastácio do Nascimento, que sempre rezaram por mim.

Meu mais especial agradecimento vai aos meus pais, Edimário Bastos Duplat e Miriam Cristina Nascimento Duplat, que sempre me apoiaram e me deram o melhor suporte físico, emocional e moral que uma pessoa pode receber. Quaisquer palavras que sejam colocadas não podem transmitir o verdadeiro sentimento de gratidão que tenho para com eles. Pai, mãe, muito obrigado por tudo, de coração.

Por fim, mas não menos importante, agradeço a Nossa Senhora, que me acalma e conforta nos momentos mais difíceis, e profundamente a Deus, que tanto me inspira, ajuda e oferece suporte, um vez que sem Ele nada disso teria se concretizado, porque “dEle e por Ele, e para Ele, são todas as coisas; glória, pois, a Ele eternamente.” (Romanos, 11, 36).

A todos, muito obrigado.

Dedico este trabalho à minha mãe, Miriam, ao meu pai, Edimário, aos meus irmãos, Felipe e Juninho, e à minha avó, Edith, que são a minha família, e a todos aqueles que sempre me apoiaram, porque sem sua crença e oração, dificilmente este projeto teria se concretizado.

"Mestre não é quem sempre ensina, mas quem de repente aprende".

Riobaldo Ramos, em "Grande Sertão: Veredas" - João Guimarães Rosa.

"Conto ao senhor é o que eu sei e o senhor não sabe; mas principal quero contar é o que eu não sei se sei, e que pode ser que o senhor saiba".

Riobaldo Ramos, em "Grande Sertão: Veredas" - João Guimarães Rosa.

SUMÁRIO

Lista de Figuras:	XI
Lista de Tabelas:	XVII
Lista de Símbolos:	XIX
Resumo	XXIII
Abstract	XXV
CAPÍTULO I: Introdução	1
1.1) Estrutura da Dissertação:	2
CAPÍTULO II: Arranjos de Antenas	5
2.1) Sistema de transmissão/recepção como um circuito equivalente:.....	5
2.2) Parâmetros Fundamentais de Antenas:.....	7
2.2.1) Diagrama de Radiação:.....	8
2.2.1.1) Lóbulos do diagrama de radiação:.....	9
a) Lóbulo Principal:.....	10
b) Lóbulo Secundário ou Lateral:.....	10
2.2.2) Largura de Feixe:	10
2.2.3) Intensidade de radiação:	11
2.2.4) Diretividade:	11
2.2.5) Ganho:	12
2.2.6) Eficiência de radiação:	12
2.2.7) Largura de Banda:.....	12
2.2.8) Impedância de entrada:.....	13
2.3) Conjunto colinear de n elementos com espaçamento uniforme e amplitude não-uniforme:.....	15
2.3.1) Fator de Arranjo:	15
2.3.2) Síntese de antenas:	18
2.3.2.1) Método da Transformada de Fourier:	19

a) Fonte Filamentar:	19
b) Conjunto filamentar:	21
c) Distribuições de Amplitude:	22
CAPÍTULO III: Linhas de Fita	25
3.1) Linha de Fita como uma linha de transmissão:.....	25
3.2) Parâmetros:	26
3.2.1) Velocidade de fase e constante de propagação:	26
3.2.2) Impedância Característica e Capacitância por unidade de comprimento:....	27
3.2.3) Atenuação:	30
CAPÍTULO IV: Matriz de Espalhamento	31
4.1) Tensões e correntes equivalentes:	31
4.2) Matriz de Espalhamento:	33
4.3) Ondas Propagantes x Ondas de Potência:.....	36
4.3.1) Ondas Propagantes:	36
4.3.1.1) Matriz de Espalhamento:	39
4.3.2) Ondas de potência:	40
4.3.2.1) Matriz de Espalhamento:	42
CAPÍTULO V: Parte 1: Síntese do arranjo	45
5.1) Distribuição do tipo Hamming:	45
5.2) Variação da constante da distribuição Hamming:.....	46
5.3) Variação da distância entre os elementos do arranjo:	49
CAPÍTULO VI: Parte 2: Projeto da Linha de Fita	51
6.1) Distribuição de Potência Simétrica:	51
6.2) Comprimento Total do Sistema:	52
6.3) Linha de Fita:	54
6.3.1) Impedância Característica:.....	56
6.3.2) Largura w_t da Linha de Fita:	57
6.3.3) Efeito da Tangente de perdas e da Constante Dielétrica Relativa:	58
6.3.4) Modo TEM:.....	66

6.4) Divisor de Potência:	71
6.5) Módulo A – Divisor de 3 dB:	73
6.6) Módulo B – 6 elementos:	86
6.6.1) Nível 1:	91
6.6.2) Nível 2:	92
6.6.3) Nível 3:	95
6.7) Módulo C – 12 elementos:	99
CAPÍTULO VII: Conclusão	103
7.1) Trabalhos Futuros:.....	105
CAPÍTULO VIII: Referências	107

LISTA DE FIGURAS:

Figura II-1: Circuito equivalente de Thévenin para uma antena em modo de transmissão.	6
Figura II-2: Exemplo de diagrama de radiação e seus parâmetros.	9
Figura II-3: Geometria de um conjunto de $2M$ elementos posicionados ao longo do eixo z	15
Figura II-4: Arranjo com $2M$ elementos de amplitude não-uniforme.....	17
Figura III-1: Linha de fita em perspectiva evidenciando os parâmetros de construção. ..	26
Figura III-2: Modelo de capacitância para uma linha de fita.	27
Figura IV-1: Circuito equivalente de Thévenin.....	40
Figura V-1: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 0,5$	46
Figura V-2: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 0,5$ de 0° a 180°	47
Figura V-3: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 0,8$	47
Figura V-4: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 0,8$ de 0° a 180°	48
Figura V-5: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 1,0$	48
Figura V-6: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 1,0$ de 0° a 180°	49
Figura V-7: Fator de arranjo para diferentes valores de distância d e constante de Hamming (0,68).	50
Figura V-8: Fator de arranjo para diferentes valores de distância d e constante de Hamming 0,68 de 0° a 180°	50
Figura VI-1: Distribuição de energia entre os 36 elementos do arranjo.....	52
Figura VI-2: Arranjo linear de 3 elementos.....	53

Figura VI-3: Arranjo linear de 36 elementos com alimentação central.	53
Figura VI-4: Estrutura básica de uma linha de fita – destaque para os parâmetros analisados durante o projeto: altura do substrato h , largura da fita w , espessura da fita t e largura total da linha de fita wt	54
Figura VI-5: (a) Vista externa da linha de fita com destaque para o plano-terra superior, formado por PEC, paralelo ao plano xz , e duas camadas de dielétrico. Destaque para a <i>waveguide port</i> 1, em vermelho. (b) Estrutura interna da linha de fita com destaque para a trilha.	55
Figura VI-6: Diferentes valores da potência transmitida em função da frequência para diferentes larguras, em comprimento de onda, da linha de fita.	57
Figura VI-7: Variação da tangente de perdas numa linha de fita para constante dielétrica igual a 1,0.	59
Figura VI-8: Variação da tangente de perdas numa linha de fita para constante dielétrica igual a 1,0 de 0 a $2fc$	59
Figura VI-9: Variação da tangente de perdas numa linha de fita para constante dielétrica igual a 5,0.	60
Figura VI-10: Variação da tangente de perdas numa linha de fita para constante dielétrica igual a 5,0 de 0 a $2fc$	60
Figura VI-11: Os três melhores valores de tangente de perdas analisados para constante dielétrica igual a 1,0.	61
Figura VI-12: Os três melhores valores de tangente de perdas analisados para constante dielétrica igual a 5,0.	61
Figura VI-13: Transmissão em função da frequência para tangente de perdas igual a 0,001.	62
Figura VI-14: Transmissão em função da frequência para tangente de perdas igual a 0,0001.	62
Figura VI-15: Transmissão em função da frequência para tangente de perdas igual a 0,001 de 0 a $2fc$	63

Figura VI-16: Transmissão em função da frequência para tangente de perdas igual a 0,0001 de 0 a $2fc$.	63
Figura VI-17: Estimativa teórica da constante dielétrica do EPS com base na equação modificada de Clausius-Mossoti em função da densidade volumétrica do EPS.	66
Figura VI-18: Visão superior da distribuição de campo (modo TEM) numa linha de fita em toda sua extensão – corte feito no plano que contém a linha de fita.	67
Figura VI-19: Visão superior da distribuição de campo (modo TEM) numa linha de fita em toda sua extensão – corte feito num plano acima da linha de fita.	67
Figura VI-20: Distribuição de campo no modo TEM no plano xy .	67
Figura VI-21: Linhas de campo do campo elétrico no modo TEM para a frequência central da banda analisada para (a) $t = 0$ e (b) $t = T/2$.	68
Figura VI-22: Linhas de campo do campo magnético no modo TEM para a frequência central da banda analisada para (a) $t = 0$ e (b) $t = T/2$.	69
Figura VI-23: Linhas de campo do campo elétrico no modo TE para uma frequência acima da banda analisada para (a) $t = 0$ e (b) $t = T/2$.	70
Figura VI-24: Linhas de campo do campo magnético no modo TE para uma frequência acima da banda analisada para (a) $t = 0$ e (b) $t = T/2$.	71
Figura VI-25: Esquemático dos 5 módulos que compõem o sistema de distribuição de potência.	72
Figura VI-26: (a) Divisor de potência de 3dB em perspectiva com destaque para a trilha metálica. (b) Visão em perspectiva com destaque para a trilha apoiada sobre uma camada de EPS.	74
Figura VI-27: Visão superior do divisor de potência e seus principais parâmetros.	75
Figura VI-28: Efeito da largura de acoplamento na perda de retorno na porta 1 do divisor de potência.	76
Figura VI-29: Efeito da largura de acoplamento na perda de retorno na porta 1 (faixa maior de frequência).	76

Figura VI-30: Efeito da largura de acoplamento na transmissão para a porta 2 do divisor de potência.....	77
Figura VI-31: Efeito da largura de acoplamento na transmissão para a porta 2 (faixa maior de frequência).	77
Figura VI-32: Efeito da largura de acoplamento na transmissão para a porta 3 do divisor de potência.....	78
Figura VI-33: Efeito da largura de acoplamento na transmissão para a porta 3 (faixa maior de frequência).	78
Figura VI-34: Efeito do comprimento de sintonia na perda de retorno na porta 1 do divisor de potência.....	79
Figura VI-35: Efeito do comprimento de sintonia na perda de retorno na porta 1 (faixa maior de frequência).	80
Figura VI-36: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 2 do divisor de potência.....	80
Figura VI-37: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 2 (faixa maior de frequência).	81
Figura VI-38: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 3 do divisor de potência.....	81
Figura VI-39: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 3 (faixa maior de frequência).	82
Figura VI-40: Efeito do comprimento de sintonia na perda de retorno na porta 1 do divisor de potência.....	83
Figura VI-41: Efeito do comprimento de sintonia na perda de retorno na porta 1 (faixa maior de frequência).	83
Figura VI-42: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 2.....	84
Figura VI-43: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 2 (faixa maior de frequência).	84

Figura VI-44: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 3 do divisor de potência.....	85
Figura VI-45: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 3 (faixa maior de frequência).	85
Figura VI-46: Rede de divisores de potência para o Módulo B.....	86
Figura VI-47: Propagação da onda eletromagnética na cadeia de divisores de potência para uma frequência f_c	86
Figura VI-48: Fases das ondas eletromagnéticas para as portas de 2 a 7 no módulo B. .	87
Figura VI-49: Propagação da onda eletromagnética em outra cadeia de divisores de potência para uma frequência f_c	87
Figura VI-50: Fases das ondas eletromagnéticas para as portas de 2 a 7 para a estrutura da Figura VI-49.	88
Figura VI-51: Divisores de potência “empilhados” em dois níveis distintos com destaque para as fitas.	89
Figura VI-52: Plano-terra superior do primeiro nível, que coincide com o plano-terra inferior do segundo nível de divisores de potência.	89
Figura VI-53: Detalhe da transição entre dois níveis da cadeia de divisores.....	90
Figura VI-54: Vista superior do furo (transição) que interconecta os dois níveis de divisores.....	90
Figura VI-55: Primeiro nível da cadeia de divisores de potência.....	91
Figura VI-56: Visão de topo do primeiro nível da cadeia de divisores de potência.	91
Figura VI-57: Divisor individual no nível 1.....	92
Figura VI-58: Detalhe de conexão entre a trilha do divisor e o conector do tipo n	92
Figura VI-59: Segundo nível de divisores de potência.....	93
Figura VI-60: Visão de topo do segundo nível da cadeia de divisores de potência.....	93
Figura VI-61: Vista lateral da transição entre dois níveis da cadeia de divisores.....	94
Figura VI-62: Efeito das pontas na estrutura devido à dobra da trilha.	94

Figura VI-63: Nível 3 do Módulo B.	95
Figura VI-64: Caixa metálica do Módulo B com os 3 níveis.	96
Figura VI-65: Plano-terra inferior do nível 3, com destaque para a transição entre os dois níveis.....	96
Figura VI-66: Nível 2 do Módulo B.	97
Figura VI-67: Plano-terra inferior do nível 2 do Módulo B.....	97
Figura VI-68; Nível 1 do Módulo B.	98
Figura VI-69: Conectores do tipo n no Módulo B.....	98
Figura VI-70: Cadeias de divisores empilhadas no Módulo B. Pode-se notar que o nível 3 apresenta outra configuração a fim de acertar o comprimento elétrico para o sistema. ..	99
Figura VI-71: Cadeias de divisores de potência para o Módulo C.....	99
Figura VI-72: Caixa metálica do Módulo C incluindo os 3 níveis de divisores de potência.	100
Figura VI-73: Nível 1 do Módulo C, formado por 6 divisores de potência.	100
Figura VI-74: Nível 2 do Módulo C.	101
Figura VI-75: Nível 3 do Módulo C.	101

LISTA DE TABELAS:

Tabela II-1: Características de diagrama de radiação geradas por diferentes distribuições de amplitude.....23

Tabela VI-1: Erro relativo entre diferentes métodos de cálculo de impedância relativa:.56

Tabela VI-2: Porcentagem de potência destinada aos elementos nos módulos B e C.....73

LISTA DE SÍMBOLOS:

a_i	Elemento de um arranjo de antenas na posição i ;
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações;
CS	Comprimento de sintonia de uma linha de fita;
D	Diretividade;
d	Distância entre dois elementos de um arranjo de antenas;
dCS	Incremento de CS ;
dLA	Incremento de LA ;
E	Vetor intensidade de campo elétrico;
f_c	Frequência central;
$f_n(\theta_n, \phi_n)$	Padrão de radiação do elemento a_n ;
EPS	<i>Expanded Polystyrene</i> (Poliestireno expandido);
FA	Fator de arranjo;
FE	Fator espacial;
G_D	Ganho diretivo;
G_P	Ganho de uma antena;
h	Altura do dielétrico de uma linha de fita;
I_n	Amplitude complexa de excitação do elemento a_n ;
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers;
I_g	Corrente de malha do circuito;
j	Número complexo $(\sqrt{-1})$;
k	Constante de fase;
LA	Largura de acoplamento de uma linha de fita;
$LFMP$	Largura de feixe de meia potência;

l	Comprimento total do arranjo de antenas;
M	Número natural não-nulo;
N	Número total de elementos do arranjo;
\mathcal{N}	Número de partículas por unidade de volume;
n	Fator de proporcionalidade entre w_t e λ_c ;
n_r	Índice de refração;
P_L	Potência dissipada;
P_r	Potência entregue à antena para radiação;
P_T	Potência total;
R	Raio;
R_A	Resistência de uma antena nos seus terminais;
R_g	Resistência do gerador;
R_L	Parâmetro de perdas de uma antena;
R_r	Resistência de radiação de uma antena;
\mathbf{r}	Vetor posição – em coordenadas cartesianas, $\mathbf{r} = (x, y, z)$;
r_n	Distância do elemento a_n até o ponto de observação \mathbf{P} ;
\mathcal{S}_{av}	Média temporal do vetor de Poynting;
T	Período de uma função (inverso da frequência);
$\tan \delta$	Tangente de perdas;
U	Intensidade de radiação;
U_{\max}	Intensidade de radiação máxima;
U_{av}	Média temporal da intensidade de radiação;
V_g	Tensão do gerador;
w_t	Largura total da linha de fita;

x	Coordenada cartesiana x ;
X_A	Reatância de radiação de uma antena;
X_g	Reatância do gerador;
y	Coordenada cartesiana y ;
z	Coordenada cartesiana z ;
Z_A	Impedância da antena;
Z_c	Impedância característica;
Z_g	Impedância do gerador;
α	Polarizabilidade de um átomo;
β	Diferença de fase de excitação entre os elementos;
Δf	Diferença entre frequências superior e inferior;
ε_r	Constante dielétrica relativa;
ϕ	Coordenada esférica;
η_r	Eficiência de radiação.
λ	Comprimento de onda;
λ_c	Comprimento de onda na frequência central f_c ;
θ	Coordenada esférica – ângulo de observação de um elemento;
ρ	Densidade volumétrica;

RESUMO

Este trabalho trata do desenvolvimento teórico e computacional de um arranjo de antenas de grande comprimento elétrico com grande aplicabilidade em radares e sistemas de sensoriamento que utilizam distribuições de potência específicas. São abordados a síntese do padrão de radiação do arranjo, a escolha do número de antenas e o desenvolvimento da rede de alimentação do sistema.

De maneira geral, o projeto pode ser dividido em duas partes: cálculo dos parâmetros do arranjo de antenas e desenvolvimento do sistema de alimentação do arranjo.

Na primeira parte, a partir da escolha de um diagrama de radiação específico, determina-se o número de antenas e a amplitude e fase de campo eletromagnético que cada antena do arranjo deve receber a fim de gerar o diagrama de radiação necessário. Para tal, adota-se uma distribuição de amplitudes do tipo Hamming adaptada às especificações do projeto e uma distribuição de fase uniforme.

Na segunda parte, desenvolve-se um sistema de alimentação para o arranjo de antenas que possibilita a distribuição da energia obedecendo à distribuição de amplitude e fase do campo determinada na fase anterior. O sistema proposto utiliza tecnologia de linhas de fita montada num substrato de poliestireno expandido, que agrega não somente baixas perdas ao sistema de distribuição, mas também baixos custo e peso.

É possível verificar, portanto, que o desenvolvimento de um arranjo de antenas com comprimento elétrico muito maior do que o comprimento de onda de operação é um projeto que agrega conhecimentos não somente de antenas e suas características, mas também o conhecimento de arranjos de antenas e ponderação de amplitudes, bem como seus efeitos no diagrama de radiação do arranjo. Contudo, o desenvolvimento deste sistema implica na utilização de sistemas de guiamento eletromagnético que possibilitem a transmissão de energia agregando baixo custo, baixas perdas, e alta eficiência.

ABSTRACT

This work deals with theoretical and computational development of an antenna array of large electrical length with wide application in radar and sensing systems using specific power distribution. The project describes the process from the synthesis of radiation pattern, the choice of the number of antennas and the development of the power supply system.

Overall, the project can be divided into two parts: calculation of parameters of the antenna array and development of the power system.

In the first part, the number of antennas and the amplitude and phase of the electromagnetic field that each antenna needs are calculated to generate the required radiation pattern. To this end, we adopt a distribution of amplitudes of Hamming type (Hamming weighting) adapted to the project specifications and a uniform phase distribution.

In the second part, the power system to the antenna array is developed. This supply system enables the distribution of energy obeying the distribution of amplitude and phase of the field specified in the previous part. The proposed system uses striplines mounted on a substrate of expanded polystyrene, which combines low-losses, low-cost and lightweight.

CAPÍTULO I:

INTRODUÇÃO

“Pass the parcel. That's sometimes all you can do. Take it, feel it and pass it on. Not for me, not for you, but for someone, somewhere, one day. Pass it on, boys. That's the game I want you to learn. Pass it on.”

Prof. Douglas Hector – “The History Boys” (2004) – Alan Bennett.

A descoberta dos primeiros trabalhos sobre arranjos de antenas é uma tarefa digna de historiadores e curiosos interessados em História da Ciência. Sabe-se que, nas duas décadas anteriores a 1940, a produção de trabalhos científicos teóricos e experimentais foi bastante intensa. Neste processo, destacaram-se G. H. Brown, E. Bruce, P. S. Carter, C. W. Hansell, A. W. Ladner, N. E. Lindenblad, A. A. Pistol Kors, S. A. Schelkunoff, G. C. Southworth, E. J. Sterba e T. Walmsley, entre outros [1][2][3]. Durante a Segunda Guerra Mundial, bastante conhecimento sobre arranjos de antenas foi produzido nos Estados Unidos e no Reino Unido. O interesse no desenvolvimento desta área voltou a crescer na década de 1960, com projetos de pesquisa nos *Lincoln Laboratories*, *General Electric*, *RCA*, *Hughes* entre outros [4]. Apesar de o desenvolvimento desta tecnologia remontar do início do século passado, esta não caiu em desuso. Radares que utilizam varredura eletrônica são bastante utilizados não somente para fins militares, na detecção de mísseis, por exemplo, mas também na aviação civil, em aeroportos.

O conhecimento das propriedades dos arranjos de antenas permite ao engenheiro aperfeiçoar a transmissão e recepção de dados através do controle de parâmetros, como diagrama de radiação e ganho, a partir de antenas menores e bem conhecidas. Por conseguinte, é possível projetar antenas com características distintas e mais eficientes a uma determinada função, formadas por certo número de pequenas antenas (elementos), o que pode acarretar, por sua vez, em sistemas de dimensões bastante elevadas em relação ao comprimento de onda de operação (comprimento elétrico).

O desenvolvimento de dispositivos que apresentam dimensões da ordem de grandeza de muitos comprimentos de onda, por sua vez, tem como um dos principais

entraves as perdas inerentes aos materiais utilizados na sua fabricação, principalmente os dielétricos (quando estes estão presentes). Se, por um lado, a dissipação de energia representa o desperdício desta no material e uma conseqüente perda de eficiência do projeto, o uso de materiais que garantem baixas perdas pode se tornar um fator de aumento do custo do dispositivo, o que também inviabiliza sua construção. Desta forma, é necessário avaliar a relação custo/benefício do projeto de um dispositivo, de maneira que não só este funcione como desejado, mas também que sua fabricação não seja um processo tão oneroso a ponto de se tornar um fator proibitivo para sua possível comercialização. Procura-se, portanto, um dispositivo que apresente, além de baixas perdas, custo reduzido. Se, além disso, for possível uma solução que não comprometa o dispositivo com excesso de peso, esta se tornaria ideal. Este material, aparentemente irreal, é mais comum do que se imagina, e, apesar do extenso nome técnico – poliestireno expandido (EPS) – é comumente conhecido como isopor^{®1}. Apesar da fragilidade e da baixa densidade, desde que muito bem apoiado, o EPS pode proporcionar sustentação a estruturas sem comprometer eletricamente os dispositivos eletromagnéticos.

De forma geral, este trabalho trata do desenvolvimento de um arranjo de antenas coerentemente alimentado e com dimensões elétricas muito maiores do que o comprimento de onda de operação, com o objetivo de produzir um padrão de radiação previamente especificado.

1.1) ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO:

Os capítulos 2, 3 e 4 apresentam o conhecimento teórico utilizado durante o projeto, e os capítulos 5 e 6, o processo de desenvolvimento.

O capítulo 2 apresenta o que se conhece na literatura sobre arranjos de antenas e quais os parâmetros que devem ser trabalhados na sua construção. São abordados, de maneira geral, o diagrama de radiação, seus lóbulos principal e secundários, a largura de feixe, intensidade de radiação entre outros. Além disso, este capítulo trata dos arranjos lineares de antenas, também chamados de conjuntos colineares, e seus fatores relevantes,

¹ Propriedade da empresa KNAUF Isopor Ltda.

como Fator de Arranjo e a síntese de um arranjo de antenas a partir do método da Transformada de Fourier.

No capítulo 3, pode-se encontrar a mesma abordagem teórica para a linha de fita. São apresentados os parâmetros mais relevantes para sua construção, como impedância característica e atenuação.

O capítulo 4 introduz o conceito de matrizes de espalhamento, bastante relevante quando se faz uso de softwares no projeto de sistemas eletromagnéticos. São abordadas as matrizes de espalhamento para ondas propagantes e ondas de potência.

O capítulo 5 trata da síntese do arranjo de antenas. Neste capítulo, são calculados os parâmetros do sistema que permitem o cumprimento dos pré-requisitos do projeto, como o número de antenas desejado e qual a melhor distribuição de amplitude e fase para o sistema.

O capítulo 6 trata do projeto do sistema de alimentação do arranjo e a solução para os problemas enfrentados nesta parte do projeto. São analisados os efeitos das perdas devido ao grande comprimento elétrico do sistema, o modo de propagação utilizado, o projeto da linha de fita e a construção e implementação dos divisores de potência – unidade fundamental na construção do sistema de alimentação. São apresentados a montagem dos módulos de alimentação e a subdivisão dos módulos em níveis a fim de reduzir as dimensões do sistema de alimentação.

O capítulo 7 resume o trabalho e as lições aprendidas com o desenvolvimento deste projeto. São apresentados também sugestões de trabalhos futuros.

O capítulo 8 apresenta as referências citadas no texto que devem ser consultadas a fim de aprofundar algum dos tópicos aqui mencionados.

CAPÍTULO II:

ARRANJOS DE ANTENAS

“To understand Stalin, study Henry VIII!”

Prof. Irwin – “The History Boys” (2004) – Alan Bennett.

A fim de entender como funciona um arranjo de antenas, pode-se, primeiramente, entender como funciona uma antena e quais são seus parâmetros mais relevantes. A norma *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* [5] (Definições Padronizadas de Expressões para Antenas)², por exemplo, define uma antena como “*That part of a transmitting or receiving system that is designed to radiate or to receive electromagnetic waves.*” (a parte de um sistema de transmissão ou de recepção que é desenvolvida para radiar ou para receber ondas eletromagnéticas²). A Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), por sua vez, define uma antena como “dispositivo para, em sistemas de telecomunicações, radiar ou captar ondas eletromagnéticas no espaço. Pode incluir qualquer circuito que a ela esteja mecanicamente incorporado.”[6]. Em outras palavras, uma antena é a estrutura intermediária entre o espaço livre e o dispositivo de guiamento.

2.1) SISTEMA DE TRANSMISSÃO/RECEPÇÃO COMO UM CIRCUITO EQUIVALENTE:

O dispositivo de guiamento, ou linha de transmissão, pode ter a forma de um cabo coaxial ou tubo oco (guia de onda), sendo usado para transportar a energia eletromagnética da fonte de transmissão à antena ou da antena ao receptor. No primeiro caso, a antena é considerada como transmissora; no segundo, receptora.

Na Figura II-1, pode-se observar um circuito equivalente Thévenin em linha de transmissão para uma antena no modo de transmissão. No circuito equivalente, a *fonte* é representada por um gerador ideal V_g , a *linha de transmissão* é representada por uma linha de impedância característica Z_c e a *antena* é representada por uma carga

² Tradução livre do autor

$Z_A = (R_L + R_r) + jX_A$ conectada à linha de transmissão. A *resistência de carga* R_L é usada para representar as perdas de condução e dielétrica associadas à estrutura da antena, enquanto R_r , referida como *resistência de radiação*, é usada para representar a radiação pela antena. A reatância X_A é usada para representar a parte imaginária da impedância associada à radiação pela antena. Em condições ideais, a energia gerada pela fonte deveria ser totalmente transferida à resistência de radiação R_r , que é usada para representar a radiação pela antena. Entretanto, num sistema prático, há perdas de condução e dielétricas devido à natureza imperfeita da linha de transmissão e da antena, assim como há perdas devido às reflexões (descasamento de impedância) na interface entre a linha de transmissão e a antena e entre a linha de transmissão e o gerador.

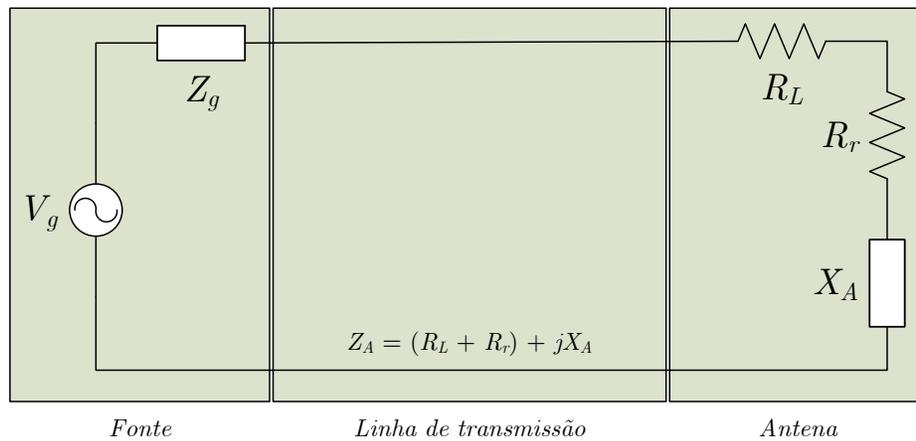


Figura II-1: Circuito equivalente de Thévenin para uma antena em modo de transmissão.

Levando-se em consideração a impedância interna da fonte e desprezando as perdas na linha de transmissão e por reflexão (descasamento), a máxima transferência de potência à antena ocorre quando há casamento conjugado [7].

Ondas refletidas na interface, junto com ondas viajando da fonte à antena, criam, ao longo do comprimento da linha de transmissão, padrões de interferência construtiva e destrutiva, referidos como *ondas estacionárias*, que representam bolsões de concentração e armazenamento de energia, característicos de dispositivos ressonantes. Se o sistema da antena não for adequadamente projetado, a linha de transmissão pode, em grande parte, funcionar como um dispositivo de armazenamento de energia, e não como

um dispositivo de guiamento de onda e transporte de energia. Se as máximas intensidades de campo da onda estacionária forem suficientemente grandes, podem causar centelha no interior da linha de transmissão.

As perdas devido à linha de transmissão, à antena e à onda estacionária são indesejáveis. As perdas devido à linha podem ser minimizadas pela seleção de linhas de baixas perdas, enquanto as perdas devido à antena podem ser diminuídas pela redução da resistência de perda representada por R_L na Figura II-1. As ondas estacionárias podem ser reduzidas e o armazenamento de energia na linha, minimizado com o casamento da impedância da antena (carga) à impedância característica da linha de transmissão. Isto é o mesmo que realizar o casamento de cargas com linhas de transmissão, sendo que, aqui, a carga é a antena [8]. Um circuito equivalente similar ao da Figura II-1 é usado para representar o sistema de antena no modo de recepção, sendo a fonte substituída pelo receptor. Todos os outros componentes do circuito equivalente de linha de transmissão permanecem os mesmos. A resistência de radiação R_r é usada para representar, no modo de recepção, a transferência de energia da onda do espaço livre à antena.

Além da recepção ou transmissão, muitas vezes é necessário que um sistema aperfeiçoe ou reforce a energia de radiação em determinadas direções e que a suprima em outras. Assim, uma antena deve também atuar como um dispositivo direcional, além de proporcionar recepção ou transmissão.

Diversas aplicações exigem características de radiação que não podem ser obtidas com um único elemento. No entanto, é possível que vários elementos radiantes devidamente agrupados num arranjo elétrico e geométrico apresentem as desejadas características de radiação. A configuração do conjunto pode ser tal que as radiações dos elementos se somem e maximizem a radiação total numa direção particular, minimizem a radiação em outras direções ou altere o diagrama de radiação como se deseje.

2.2) PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DE ANTENAS:

Para entender o funcionamento de uma antena, é necessário definir diversos parâmetros, alguns dos quais são inter-relacionados e nem todos precisam ser especificados para uma completa descrição do desempenho da antena:

2.2.1) Diagrama de Radiação:

O *diagrama de radiação* de uma antena é definido pela ANATEL como “diagrama representando a densidade de potência radiada pela antena, em um dado plano, a uma distância constante da antena, em função de um ângulo medido a partir de uma direção de referência, para uma dada polarização do campo elétrico” [6]. Na maioria dos casos, o diagrama de radiação é determinado na região de campo distante e é representado como uma função das coordenadas direcionais. As propriedades de radiação incluem densidade de fluxo de potência, intensidade de radiação, intensidade de campo, diretividade, fase ou polarização. A propriedade de radiação de maior interesse é a distribuição bi- ou tridimensional de energia radiada em função da posição do observador ao longo de um percurso ou superfície de raio constante.

Em geral, o diagrama de radiação é tridimensional e varia tanto com as coordenadas θ quanto com a coordenada ϕ num sistema de coordenadas esféricas

Uma curva representando o campo elétrico (magnético) recebido a um raio constante é referida como *diagrama* de amplitude de campo. Por outro lado, um gráfico da variação espacial da densidade de potência ao longo de um percurso de raio constante é chamado de *diagrama de amplitude de potência*.

. A dificuldade de fazer diagramas tridimensionais pode ser evitada através de dois diagramas de amplitude normalizada em função de θ e mantendo ϕ constante, o chamado *diagrama do plano E*, ou variando a amplitude do campo normalizada em função de ϕ , mantendo θ constante, o chamado *diagrama do plano H*.

Em geral, diagramas de campo e potência são normalizados em relação a seu valor máximo, resultando em *diagramas normalizados de campo e de potência*. Além disso, o diagrama de potência é usualmente traçado numa escala logarítmica, ou mais comumente, em decibéis (dB). A escala logarítmica é, na maioria das vezes, conveniente, pois permite acentuar com mais detalhes os lóbulos secundários da antena.

Para uma antena, o diagrama *de campo* é um gráfico da magnitude do campo elétrico como uma função do espaço angular. Da mesma forma, o diagrama *de potência* é um gráfico do quadrado da magnitude do campo elétrico ou magnético como uma função do espaço angular.

Nos diagramas de campo, os pontos que representam a metade da potência do sistema são 70,7% do valor da amplitude máxima do campo. De maneira análoga, nos diagramas de potência, metade da potência são os pontos com 50% do valor máximo da potência (em diagramas lineares) ou, se a potência máxima é igual a 0dB – 100% – metade da potência é igual a -3dB.

2.2.1.1) Lóbulos do diagrama de radiação:

Lóbulos são porções do diagrama de radiação limitadas por regiões de intensidade de radiação relativamente fracas – chamadas *nulos*. Segundo a ANATEL [6] os lóbulos de um diagrama de radiação são subclassificados como *principal* ou *secundário* ou *lateral*.

A Figura II-2 mostra o diagrama de radiação normalizado de um arranjo linear e isotrópico evidenciando alguns parâmetros relevantes, como os tipos de lóbulos a posição dos nulos.

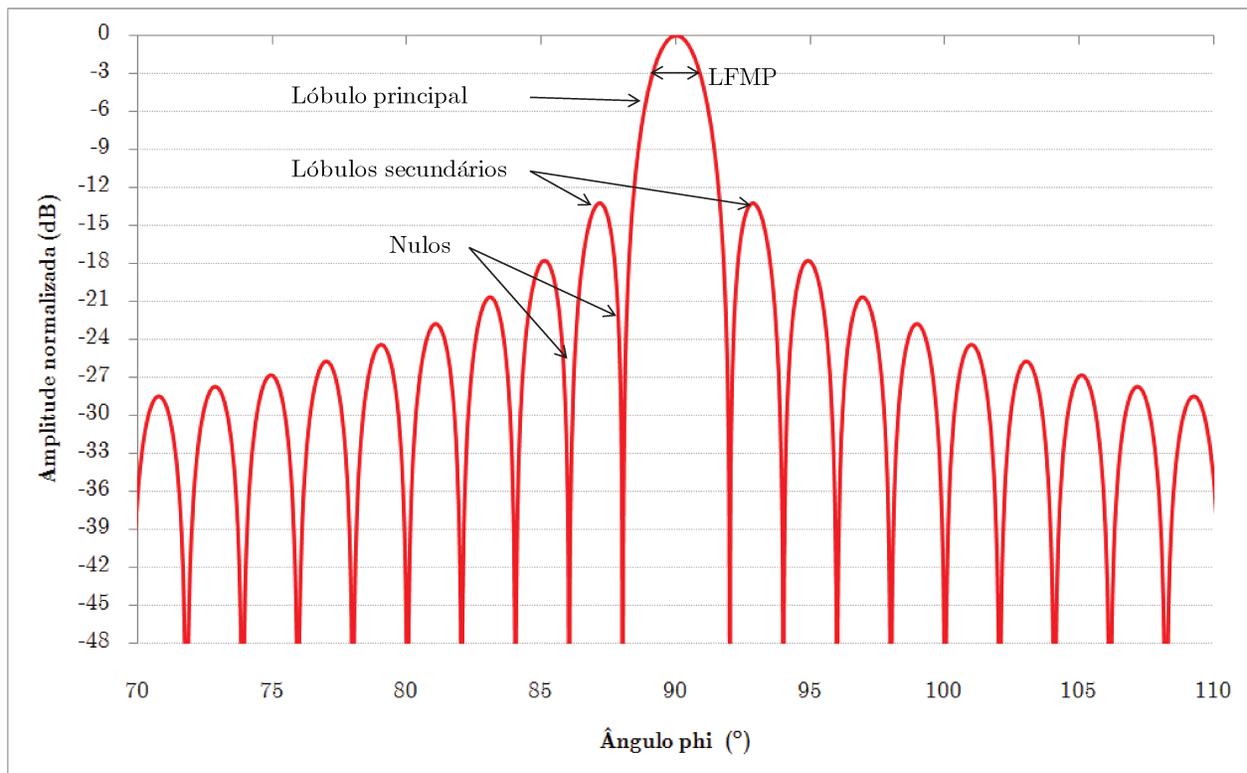


Figura II-2: Exemplo de diagrama de radiação e seus parâmetros.

a) Lóbulo Principal:

É definido como “lóbulo de radiação que contém a direção de máximo ganho da antena”. Neste caso, entenda-se ganho como a máxima radiação da antena.

b) Lóbulo Secundário ou Lateral:

É definido como todo “lóbulo de radiação existente, excetuando-se o lóbulo principal”.

Em geral, lóbulos secundários representam radiação em direções indesejadas e devem ser minimizados. O nível de lóbulos secundários – conhecido como *razão do lóbulo lateral* ou *nível do lóbulo lateral* – é usualmente definido como a razão entre a densidade de potência no lóbulo em questão e a do lóbulo principal. Conseguir um nível de lóbulo lateral menor do que -30 dB exige, em geral, um projeto e construção muito cuidadosos da antena. Na maioria dos sistemas de radar, baixos níveis de lóbulos laterais são extremamente importantes para minimizar a falsa indicação de alvos através dos lóbulos laterais.

2.2.2) Largura de Feixe:

A largura de feixe de um diagrama é definida como a “faixa angular dentro da qual o diagrama de radiação em polarização co-polar apresenta valores maiores ou iguais a -3 dB em relação ao seu valor máximo”, ou seja, é a separação angular entre dois pontos idênticos e em lados opostos do máximo do diagrama. Num diagrama de antena, há inúmeras larguras de feixe. Uma das mais utilizadas é a *Largura de Feixe de Meia Potência* (LFMP) definida pelo IEEE [5] como “*in a radiation pattern cut containing the direction of the maximum of a lobe, the angle between the two directions in which the radiation intensity is one-half the maximum value*” (num plano contendo a direção do máximo de um feixe, o ângulo entre as duas direções nas quais a intensidade de radiação é a metade do valor máximo).

A largura de feixe de uma antena é uma importante figura de mérito e é, muitas vezes, permutada com o nível de lóbulos laterais; isto é, à medida que a largura de feixe diminui, o nível de lóbulos laterais aumenta, e vice-versa. Além disso, a largura de feixe da antena também é usada para descrever as capacidades de resolução da antena, ou

seja, distinguir entre duas fontes radiantes ou dois alvos de radar adjacentes. O critério de resolução mais comum especifica que a *capacidade de resolução de uma antena para distinguir entre duas fontes é igual à metade da largura de feixe entre nulos, a qual é usada como uma aproximação para a largura de feixe de meia potência.*

2.2.3) Intensidade de radiação:

A intensidade de radiação U é definida como a média temporal da potência num ângulo sólido. Seja \mathcal{S}_{av} a média temporal do vetor de Poynting e R , o raio de uma superfície esférica:

$$U = R^2 \mathcal{S}_{\text{av}} \quad (1.1)$$

A potência total radiada, portanto, é dada por:

$$P_r = \oiint_S \mathcal{S}_{\text{av}} \cdot ds = \oiint_{\Omega} U \cdot d\Omega = \oiint_{\Omega} U \cdot \sin \theta d\theta d\phi \quad (1.2)$$

2.2.4) Diretividade:

A largura de feixe de um diagrama de radiação especifica o “formato” do lóbulo principal, mas não provê nenhuma informação sobre o restante do diagrama. Um parâmetro que fornece a capacidade de uma antena de radiar potência numa direção é o *ganho diretivo* G_D , que pode ser dado em função da intensidade de radiação U como:

$$G_D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_r/4\pi} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{\oiint_{\Omega} U d\Omega} \quad (1.3)$$

O ganho diretivo máximo de uma antena é chamado *diretividade* (D), e é definida como a razão entre a máxima intensidade de radiação e a intensidade média de radiação.

$$D = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{av}}} = \frac{4\pi U_{\text{max}}}{P_r} \quad (1.4)$$

Em termos de campo elétrico, pode-se expressar D como:

$$D = \frac{4\pi |E_{\text{max}}|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |E(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi} \quad (1.5)$$

2.2.5) Ganho:

Uma medida de eficiência da antena é o *ganho de potência*, ou simplesmente *ganho* (G_p). Refere-se a uma fonte isotrópica e é dado como a razão entre a máxima intensidade de radiação e a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica e sem perdas com a mesma potência de entrada. Difere do ganho diretivo uma vez que este se relaciona com a potência radiada P_r . Uma vez que há perdas ôhmicas, a potência total não é totalmente convertida em potência radiada.

$$G_p(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_{\max}}{P_t} \quad (1.6)$$

2.2.6) Eficiência de radiação:

A razão entre o ganho diretivo de uma antena e a diretividade é conhecida como *eficiência de radiação* (η_r).

$$\eta_r = \frac{G_p}{D} = \frac{P_r}{P_t} \quad (1.7)$$

2.2.7) Largura de Banda:

A largura de banda de uma antena é definida pelo IEEE [5] como “*The range of frequencies within which the performance of the antenna, with respect to some characteristic, conforms to a specified standard*” (a faixa no espectro na qual o desempenho da antena, referido a alguma característica, atende a um padrão especificado). A largura de banda pode ser considerada a faixa de frequências nos dois lados de uma frequência central (f_c) na qual as características da antena (como impedância de entrada, diagrama, ganho etc.) têm valores dentro de limites aceitáveis. No caso de antenas de banda larga, a largura de banda é usualmente expressa como a razão entre as frequências superior e inferior da faixa aceitável de operação (por exemplo 4:1 – frequência superior 4 vezes maior do que a frequência inferior). Para antenas de banda estreita, a largura de banda é expressa como a razão entre a diferença da frequência superior pela inferior (Δf) e a frequência central ($\Delta f/f_c$).

2.2.8) Impedância de entrada:

Definida pelo IEEE [5] como “*The impedance presented by an antenna at its terminals*” (a impedância apresentada pela antena em seus terminais). Pode ser entendida como a razão entre a tensão e a corrente num par de terminais ou, ainda, como a razão entre as componentes apropriadas de campos elétrico e magnético num ponto. A razão entre a tensão e corrente nos terminais de uma antena, sem carga conectada, é definida como:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (1.8)$$

Tal que:

Z_A = impedância da antena nos seus terminais;

R_A = resistência da antena nos seus terminais;

X_A = reatância da antena nos seus terminais.

Em geral, a parte resistiva de (1.8) consiste de duas componentes:

$$R_A = R_r + R_L \quad (1.9)$$

Tal que:

R_r = resistência de radiação da antena;

R_L = parâmetro de perdas da antena.

Supondo-se uma antena simples e de dimensões reduzidas, sem dielétricos com perdas ou uma antena sem um plano de terra imperfeito, conectada a um gerador de impedância interna (1.10) e operando em modo de transmissão, pode-se representar a o sistema pelo circuito equivalente Figura II-1:

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (1.10)$$

R_g = resistência do gerador;

X_g = reatância do gerador.

Para determinar a quantidade de potência entregue a R_r para radiação, e a quantidade dissipada em R_L , primeiro é feito o cálculo da corrente de malha do circuito:

$$I_g = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} = \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \quad (1.11)$$

A potência entregue à antena para radiação (em watts) é dada por:

$$P_r = \frac{|I_g|^2 R_r}{2} = \frac{|V_g|^2 R_r}{2 \left((R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2 \right)} \quad (1.12)$$

E a potência dissipada é dada por:

$$P_L = \frac{|I_g|^2 R_L}{2} = \frac{|V_g|^2 R_L}{2 \left((R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2 \right)} \quad (1.13)$$

A potência restante é dissipada como calor na resistência interna R_g do gerador:

$$P_g = \frac{|I_g|^2 R_g}{2} = \frac{|V_g|^2 R_g}{2 \left((R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2 \right)} \quad (1.14)$$

A máxima potência entregue à antena ocorre quando há *casamento conjugado*, representado por:

$$R_r + R_L = R_g \quad (1.15)$$

$$X_A = -X_g \quad (1.16)$$

Neste caso:

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{|V_g|^2 R_r}{2 \left((R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2 \right)} \Rightarrow P_r = \frac{|V_g|^2 R_r}{2 \left((R_r + R_L + R_r + R_L)^2 + (X_A - X_A)^2 \right)} \Rightarrow \\ &\Rightarrow P_r = \frac{|V_g|^2 R_r}{2 \left(2R_r + 2R_L \right)^2} \Rightarrow P_r = \frac{|V_g|^2 R_r}{2 \cdot 4(R_r + R_L)^2} \end{aligned}$$

$$P_r = \frac{|V_g|^2 R_r}{8 (R_r + R_L)^2} \quad (1.17)$$

2.3) CONJUNTO COLINEAR DE N ELEMENTOS COM ESPAÇAMENTO UNIFORME E AMPLITUDE NÃO-UNIFORME:

2.3.1) Fator de Arranjo:

Seja uma antena formada por $2M$ elementos isotrópicos infinitesimais (para M um número natural não nulo) simetricamente posicionados ao longo do eixo z , tal que cada elemento esteja espaçado de uma distância d uniforme dos seus adjacentes e M elementos estejam posicionados em cada semiplano de yz , como mostrado na Figura II-3.

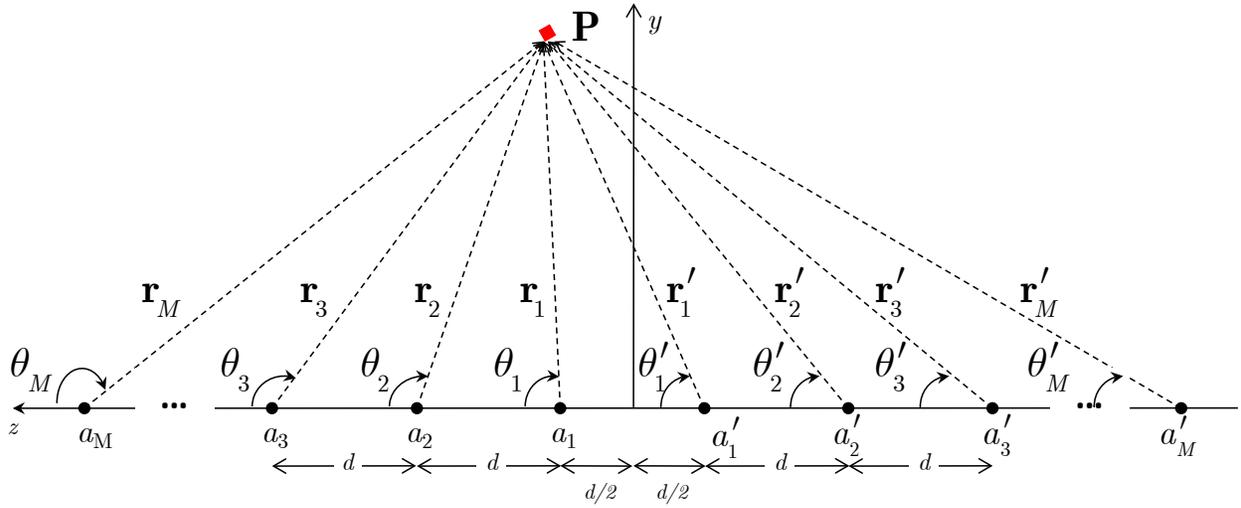


Figura II-3: Geometria de um conjunto de $2M$ elementos posicionados ao longo do eixo z .

Em geral, a excitação de um arranjo pode ser especificada pelas amplitude e fase da onda eletromagnética incidente em cada elemento. O diagrama de radiação do campo distante é a transformada discreta de Fourier da excitação do arranjo. O diagrama do arranjo é o produto do padrão de radiação de cada elemento isolado com o fator de arranjo isotrópico; este é o problema chamado de “excitação forçada” (*forced excitation*). Para conseguir isso, a excitação de cada elemento é individualmente ajustada, resultando no padrão de radiação do arranjo como desejado. Admitindo-se que o campo elétrico gerado por cada elemento num ponto \mathbf{P} de observação seja dado por:

$$\mathbf{E}_n = \hat{e} I_n f(\theta_n, \phi_n) \frac{\exp \left[-j \left(kr_n - \left(\frac{\beta}{2} \right) \right) \right]}{r_n} \quad (1.18)$$

Tal que:

$f_n(\theta_n, \phi_n)$ é o padrão de radiação do elemento a_n ;

r_n é distância do elemento a_n até o ponto de observação \mathbf{P} ;

I_n é a amplitude complexa de excitação do elemento a_n ;

β é a diferença de fase de excitação entre os elementos, suposta constante;

Para um ponto \mathbf{P} de observação, o campo total radiado pelos $2M$ dipolos, admitindo-se que não haja acoplamento entre eles, é igual à soma dos campos dos elementos individuais no ponto \mathbf{P} .

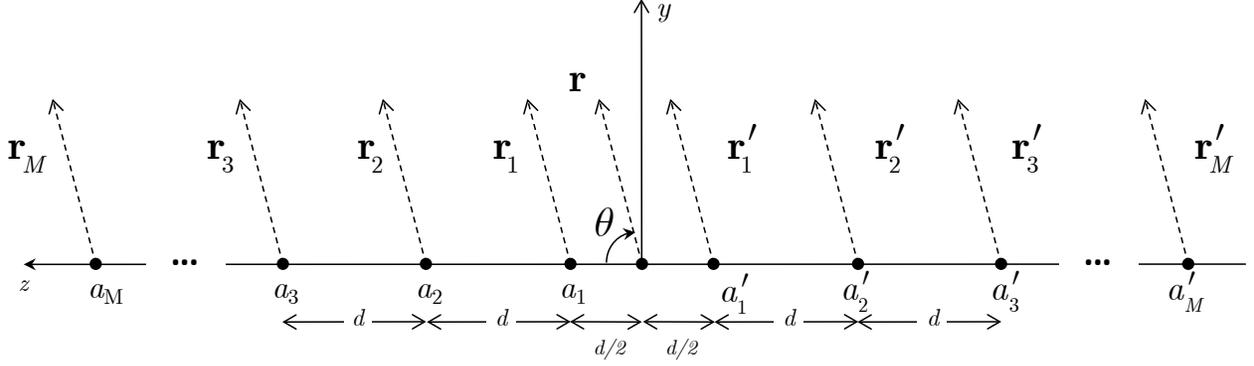
$$\mathbf{E}_{total} = \sum_{n=1}^{2M} \mathbf{E}_n = \hat{e} \left[\sum_{n=1}^M I_n f_n(\theta_n, \phi_n) \frac{\exp\left[-j\left(kr_n - \left(\frac{\beta}{2}\right)\right)\right]}{r_n} + \sum_{n=1}^M I'_n f'_n(\theta_n, \phi_n) \frac{\exp\left[-j\left(kr'_n + \left(\frac{\beta}{2}\right)\right)\right]}{r'_n} \right] \quad (1.19)$$

Assumindo condições de campo distante, como mostrado na Figura II-4, tem-se que:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \theta_n = \theta'_n = \theta & \\ r_n = r'_n = r & \text{para variações de amplitude} \\ r_n = r - \frac{d}{2} \cos \theta & \text{para variações de fase} \\ r'_n = r + \frac{d}{2} \cos \theta & \text{para variações de fase} \end{array} \right. \quad (1.20)$$

Uma vez que os elementos são idênticos, é possível afirmar que:

$$f_n(\theta, \phi) = f'_n(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \quad (1.21)$$


 Figura II-4: Arranjo com $2M$ elementos de amplitude não-uniforme.

Pode-se assumir, também, que a distribuição de amplitudes é simétrica em relação à origem, ou seja:

$$I_n = I'_n \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (1.22)$$

$$\mathbf{E}_{total} = \hat{e} \left[\sum_{n=1}^M I_n f_n(\theta_n, \phi_n) \frac{\exp \left[-j \left(kr_n - \left(\frac{\beta}{2} \right) \right) \right]}{r_n} + \sum_{n=1}^M I'_n f'_n(\theta_n, \phi_n) \frac{\exp \left[-j \left(kr'_n + \left(\frac{\beta}{2} \right) \right) \right]}{r'_n} \right]$$

$$\mathbf{E}_{total} = \hat{e} \sum_{n=1}^M I_n f_n(\theta_n, \phi_n) \left\{ \frac{\exp \left[-j \left(kr_n - \left(\frac{\beta}{2} \right) \right) \right]}{r_n} + \frac{\exp \left[-j \left(kr_n + \left(\frac{\beta}{2} \right) \right) \right]}{r_n} \right\}$$

$$\mathbf{E}_{total} = \hat{e} \sum_{n=1}^M I_n f(\theta, \phi) \left\{ \frac{\exp \left[-j \left(kr_n - \left(\frac{\beta}{2} \right) \right) \right]}{r} + \frac{\exp \left[-j \left(kr_n + \left(\frac{\beta}{2} \right) \right) \right]}{r} \right\}$$

$$\mathbf{E}_{total} = \hat{e} \frac{f(\theta, \phi)}{r} \sum_{n=1}^M I_n \left\{ \exp \left[-j \left(kr_n - \left(\frac{\beta}{2} \right) \right) \right] + \exp \left[-j \left(kr_n + \left(\frac{\beta}{2} \right) \right) \right] \right\}$$

$$\mathbf{E}_{total} = \hat{e} \frac{f(\theta, \phi)}{r} \sum_{n=1}^M I_n \left\{ \exp \left[-jk \left[r - \frac{(2n-1)d}{2} \cos \theta \right] + j \frac{\beta}{2} \right] + \exp \left[-jk \left[r + \frac{(2n-1)d}{2} \cos \theta \right] - j \frac{\beta}{2} \right] \right\}$$

$$\mathbf{E}_{total} = \hat{e} \frac{f(\theta, \phi)}{r} \sum_{n=1}^M I_n \left\{ \exp \left[-jkr + jk \frac{(2n-1)d}{2} \cos \theta + j \frac{\beta}{2} \right] + \exp \left[-jkr - jk \frac{(2n-1)d}{2} \cos \theta - j \frac{\beta}{2} \right] \right\}$$

$$\mathbf{E}_{total} = \hat{e} \frac{e^{-jkr} f(\theta, \phi)}{r} \sum_{n=1}^M I_n \left\{ \exp \left[jk \frac{(2n-1)d}{2} \cos \theta + j \frac{\beta}{2} \right] + \exp \left[-jk \frac{(2n-1)d}{2} \cos \theta - j \frac{\beta}{2} \right] \right\}$$

$$\mathbf{E}_{total} = \hat{e} \frac{e^{-jk_r} f(\theta, \phi)}{r} \sum_{n=1}^M I_n \left\{ \exp \left[jk \frac{(2n-1)d}{2} \cos \theta + j \frac{\beta}{2} \right] + \exp \left[-jk \frac{(2n-1)d}{2} \cos \theta - j \frac{\beta}{2} \right] \right\}$$

$$\mathbf{E}_{total} = \hat{e} \frac{e^{-jk_r} f(\theta, \phi)}{r} \sum_{n=1}^M 2I_n \cos \left[\frac{k(2n-1)d \cos \theta + \beta}{2} \right] \quad (1.23)$$

O fator de arranjo normalizado é dado por:

$$(\text{FA})_{2M} = \sum_{n=1}^M I_n \cos \left[\frac{k(2n-1)d \cos \theta + \beta}{2} \right] \quad (1.24)$$

De forma análoga, pode-se determinar o fator de arranjo para um número ímpar de elementos, tal que a amplitude do elemento central é $I_0 = 2I_1$:

$$(\text{FA})_{2M} = 2 \sum_{n=1}^{M+1} I_n \cos \left[k(n-1)d \cos \theta + \beta \right] \quad (1.25)$$

2.3.2) Síntese de antenas:

Num projeto de antenas, tem-se um conjunto de características de radiação que devem ser conseguidas. Uma especificação comum é o projeto de uma antena cujo diagrama de campo distante possua nulos em determinadas direções. Outras especificações comuns exigem que o diagrama exiba uma distribuição específica, pequena largura de feixe e baixo nível de lóbulos secundários, lóbulos secundários decrescentes, entre outras. Em geral, a tarefa consiste em se determinar não somente a configuração da antena, mas também suas dimensões físicas e a distribuição da excitação. O sistema projetado deve fornecer, exata ou aproximadamente, um diagrama de radiação aceitável, e deve satisfazer outros requisitos de sistema. Este método de projeto é usualmente referido como síntese. Embora o termo *síntese*, em sua definição mais ampla, denomine a síntese do diagrama de antenas, ele é geralmente usado com o significado de projeto.

A síntese de diagramas de antenas geralmente requer, primeiro, que um modelo analítico aproximado seja usado para representar, exata ou aproximadamente, o diagrama desejado. O segundo passo corresponde ao casamento do modelo analítico com um modelo físico de antena. Em termos gerais, a síntese de diagramas de antenas pode ser classificada em três categorias. Um grupo requer que o diagrama da antena possua nulos em determinadas direções. Outra categoria requer que o diagrama exiba uma

distribuição desejada em toda a região visível. Isto é referido como *formatação de feixe*, e pode ser feito com o uso de métodos como o de Woodward-Lawson[9][10]. Um terceiro grupo inclui técnicas que produzem diagramas com feixes estreitos e baixos lóbulos secundários. Os métodos de síntese serão utilizados para projetar fontes filamentosas e conjuntos colineares cujos fatores espaciais e fatores de arranjo fornecerão os diagramas de radiação de campo distante desejados. O diagrama total é formado multiplicando-se o fator de arranjo pelo diagrama do elemento. Para diagramas de feixes muito estreitos, o diagrama total é praticamente o mesmo do fator de arranjo.

2.3.2.1) Método da Transformada de Fourier:

Esse método pode ser usado para determinar a distribuição de excitação de um sistema de antenas de fonte contínua ou discreta para uma dada descrição completa do diagrama desejado. A excitação obtida fornecerá, exata ou aproximadamente, o diagrama de antena desejado. A síntese do diagrama segundo este método é referida como *formatação de feixe*.

a) Fonte Filamentar:

No caso de uma fonte filamentar com distribuição contínua, de comprimento l , o fator espacial normalizado (FE) é escrito como:

$$\text{FE}(\theta) = \int_{-l/2}^{l/2} I(z') e^{j(k \cos \theta - k_z)z'} dz' = \int_{-l/2}^{l/2} I(z') e^{j\xi z'} dz' \quad (1.26)$$

$$\xi = k \cos \theta - k_z \Leftrightarrow \theta = \cos^{-1} \left(\frac{\xi + k_z}{k} \right) \quad (1.27)$$

Tal que k_z é a constante de fase da excitação da fonte. Para uma distribuição uniforme normalizada de corrente da forma $I(z') = I_0/l$, (1.26) se reduz a:

$$\text{FE}(\theta) = I_0 \frac{\sin \left[\frac{kl}{2} \left(\cos \theta - \frac{k_z}{k} \right) \right]}{\frac{kl}{2} \left(\cos \theta - \frac{k_z}{k} \right)} \quad (1.28)$$

O ângulo θ de observação de (1.28) terá valores reais (região visível) desde que $-(k + k_z) \leq \xi \leq (k - k_z)$, como obtido de (1.27).

Como a distribuição de corrente de (1.26) se estende somente sobre $-l/2 \leq z' \leq +l/2$ (sendo nula fora deste intervalo), os limites de integração podem ser estendidos ao infinito, e (1.26) pode ser escrita como:

$$\text{FE}(\theta) = \text{FE}(\xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} I(z') e^{j\xi z'} dz' \quad (1.29)$$

A equação (1.29) tem a forma de uma transformada de Fourier, e relaciona a distribuição de excitação $I(z')$ de uma fonte contínua a seu fator espacial na região de campo distante $\text{SF}(\theta)$. O par de transformadas de (1.29) é dado por:

$$I(z') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{FE}(\xi) e^{j\xi z'} d\xi = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{FE}(\theta) e^{j\xi z'} d\xi \quad (1.30)$$

Aqui não faz qualquer diferença se (1.29) representa a transformada direta e (1.30), a transformada inversa, ou o contrário. O fato realmente importante é que a distribuição de excitação e o fator espacial na região de campo distante são relacionados por transformadas de Fourier.

A equação (1.30) indica que se $\text{FE}(\theta)$ representa o diagrama desejado, a distribuição da excitação $I(z')$ que fornecerá exatamente o diagrama desejado deve, em geral, existir para todos os valores de $z' (-\infty \leq z' \leq \infty)$. Como fisicamente apenas fontes de dimensões finitas são realizáveis, a distribuição de excitação de (1.30) é usualmente truncada em $z' = \pm l/2$ (fora desse intervalo, a distribuição é nula). Assim, a distribuição aproximada da fonte é dada por:

$$I_a(z') \simeq \begin{cases} I(z') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{FE}(\theta) e^{-jz'\xi} d\xi & -l/2 \leq z' \leq +l/2 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (1.31)$$

O diagrama aproximado $\text{FE}_a(\theta)$ é usado para representar, com certo erro, o diagrama desejado $\text{FE}_d(\theta)$. Assim:

$$\text{FE}_d(\theta) \simeq \text{FE}_a(\xi) = \int_{-l/2}^{+l/2} I_a(z') e^{j\xi z'} dz' \quad (1.32)$$

b) Conjunto filamentar:

No caso de um conjunto filamentar de N elementos igualmente espaçados, com amplitude de excitação não-uniforme, o fator de arranjo pode ser expresso como:

$$FA(\theta) = FA(\psi) = \begin{cases} \sum_{m=-M}^M a_m e^{[jm\psi]} & N = 2M + 1 \\ \sum_{m=-M}^{-1} a_m e^{[j\left(\frac{2m+1}{2}\right)\psi]} + \sum_{m=1}^M a_m e^{[j\left(\frac{2m-1}{2}\right)\psi]} & N = 2M \end{cases} \quad (1.33)$$

Tal que:

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \quad (1.34)$$

Lembrando que:

d é o espaçamento entre os elementos;

β é a defasagem progressiva.

Para um número ímpar de elementos ($N = 2M + 1$), os elementos são posicionados em:

$$z' = md \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M \quad (1.35)$$

Para um número par de elementos ($N = 2M$), os elementos são posicionados em:

$$z' = \begin{cases} \frac{2m-1}{2}d, & 1 \leq m \leq M \\ \frac{2m+1}{2}d, & -M \leq m \leq -1 \end{cases} \quad (1.36)$$

Um número ímpar de elementos deve ser utilizado para sintetizar um diagrama desejado cujo valor médio, tomado em relação a todos os ângulos, não é igual a zero. O termo $m = 0$ de (1.33) é análogo ao termo DC de uma expansão em série de Fourier de funções cujo valor médio não é nulo.

Em geral, o fator de conjunto de uma antena é uma função periódica de ψ e deve se repetir a cada 2π radianos. Para que o fator de arranjo satisfaça à condição de periodicidade para valores reais de θ (região visível), então $2kd = 2\pi$, ou $d = \lambda/2$. A condição de periodicidade e região visível $d = \lambda/2$ pode ser relaxada; na verdade, pode ser usado $d < \lambda/2$. Entretanto, o fator de arranjo deve ser feito pseudoperiódico com o

uso de funções adicionais, como se faz comumente na análise de série de Fourier. Essa técnica leva a soluções que não são únicas, pois cada nova função adicional resulta numa solução diferente.

Além disso, espaçamentos menores do que $\lambda/2$ formam conjuntos superdirecionais, que são indesejáveis e impraticáveis. Se $d > \lambda/2$, os diagramas obtidos exibirão lóbulos laterais indesejados, que devem ser limitados para satisfazer à condição de periodicidade.

Se $FA(\psi)$ representa o fator de arranjo desejado, os coeficientes de excitação do conjunto podem ser obtidos da fórmula de Fourier:

$$a_m = \begin{cases} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} FA(\psi) e^{-jm\psi} d\psi & -M \leq m \leq M \quad N = 2M + 1 \\ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} FA(\psi) e^{j\left[\frac{2m+1}{2}\right]\psi} d\psi & -M \leq m \leq -1 \\ & N = 2M \\ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} FA(\psi) e^{j(2m-1)\psi} d\psi & 1 \leq m \leq M \end{cases} \quad (1.37)$$

c) Distribuições de Amplitude:

Algumas distribuições de amplitude podem ser adotadas de maneira que, discretizadas, geram um padrão de radiação que pode ser calculado a partir da transformada de Fourier. Algumas distribuições muito comuns são a triangular, cosenoidal, cosenoidal levantada, cosenoidal quadrada, cosenoidal quadrada levantada, Gaussiana entre outras. Algumas características dos diagramas de radiação gerados por diferentes distribuições são dadas na Tabela II-1[11]:

Tabela II-1: Características de diagrama de radiação geradas por diferentes distribuições de amplitude.

Distribuição linear I_n	Eficiência (η)	Máximo do primeiro lóbulo secundário (em relação ao máximo principal em dB)	Largura de Feixe de meia potência (graus) $l \gg \lambda$
Uniforme	1,00	-13,3	50,8
Coseno	0,81	-23	68,2
Coseno quadrado	0,67	-32	82,5
Coseno levantado (10dB)	0,88	-26	62,0
Coseno levantado (20dB)	0,75	-40	73,5
Hamming (0,54)	0,73	-43	74,2
Taylor, $\bar{n} = 3$	0,9	-26	60,1
Taylor, $\bar{n} = 5$	0,8	-36	67,5
Taylor, $\bar{n} = 8$	0,73	-46	74,5

CAPÍTULO III:

LINHAS DE FITA

"I can't change the laws of physics!"

Eng. Montgomery Scott – “Star Trek: The Original Series” (1966) – Gene Roddenberry.

Uma vez que se conhece o tipo de distribuição de amplitude a ser implementada para o arranjo de antenas, é necessário prover meios para que a devida potência chegue até cada um dos elementos do arranjo. Desta forma, é necessário um sistema de linhas de transmissão que permita a correta distribuição de energia de uma fonte – supondo-se que esta seja única – até os N elementos que compõem o arranjo. Este capítulo, portanto, tratará da Linha de Fita (*Stripline*), tecnologia escolhida por proporcionar isolamento das linhas de transmissão para com o meio e, portanto, uma menor perda de potência por radiação. É necessário, portanto, conhecer como se comportam os campos na linha de fita, sua impedância característica e quais suas variáveis e como estas influenciam no seu funcionamento.

3.1) LINHA DE FITA COMO UMA LINHA DE TRANSMISSÃO:

A linha de fita é uma linha de transmissão planar que apresenta um bom funcionamento tanto para circuitos integrados de micro-ondas quanto para fotolitografia. A geometria de uma linha de fita é apresentada na Figura III-1.

Uma fita condutora de largura w é posicionada entre dois planos condutores (planos-terra) separados por uma distância h . A região entre os planos-terra são preenchidas por um material dielétrico de constante ϵ_r . Na prática, a linha de fita é formada por um dielétrico de espessura $(h-t)/2$ que apoia a fita condutora (de espessura t) e uma nova camada de dielétrico de espessura $(h-t)/2$.

Se o dielétrico for homogêneo, pode suportar um modo TEM, que é o modo de propagação preferencial para operação, uma vez que não possui frequência de corte. Assim como guias de onda de placas paralelas e coaxiais, as linhas de fita suportam

modos TE e TM, mas estes são evitados na prática (em geral com pequenas ranhuras nos planos-terra ou restringindo a distância entre os planos-terra a menos do que $\lambda/4$).

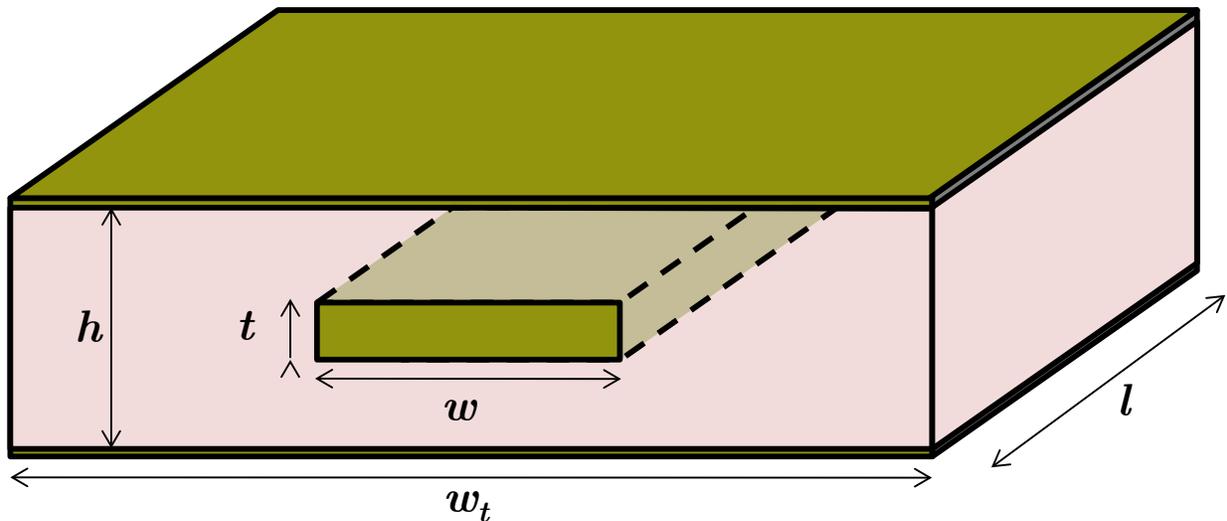


Figura III-1: Linha de fita em perspectiva evidenciando os parâmetros de construção.

Pode-se pensar numa linha de fita como uma “forma retangular” de um cabo coaxial, uma vez que ambos possuem um condutor central e são circundados por um condutor que tem função de plano-terra, sendo que o condutor central e o plano-terra estão separados por um dielétrico. A análise rigorosa da equação de Laplace que representa uma linha de fita é bastante trabalhosa, mas pode ser feita por mapeamento conforme, como apresentado por [12].

3.2) PARÂMETROS:

3.2.1) Velocidade de fase e constante de propagação:

A velocidade de fase de um modo TEM é dada pela expressão:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (2.1)$$

Tal que a velocidade da luz c é dada por $c = 3 \times 10^8$ [m/s].

Assim, a constante de propagação para uma linha de fita é dada por:

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \omega \sqrt{\mu \varepsilon_0 \mu_r \varepsilon_r} = k_0 \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \quad (2.2)$$

3.2.2) Impedância Característica e Capacitância por unidade de comprimento:

A impedância característica de uma linha de transmissão é dada por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \frac{1}{v_p C} = \frac{\sqrt{\mu \varepsilon}}{\sqrt{C}} \quad (2.3)$$

Tal que L e C são a indutância e a capacitância por unidade de comprimento da linha.

Assim, pode-se determinar a impedância característica se é conhecida a capacitância da linha.

A capacitância pode ser analisada a partir do modelo ilustrado na Figura III-2.

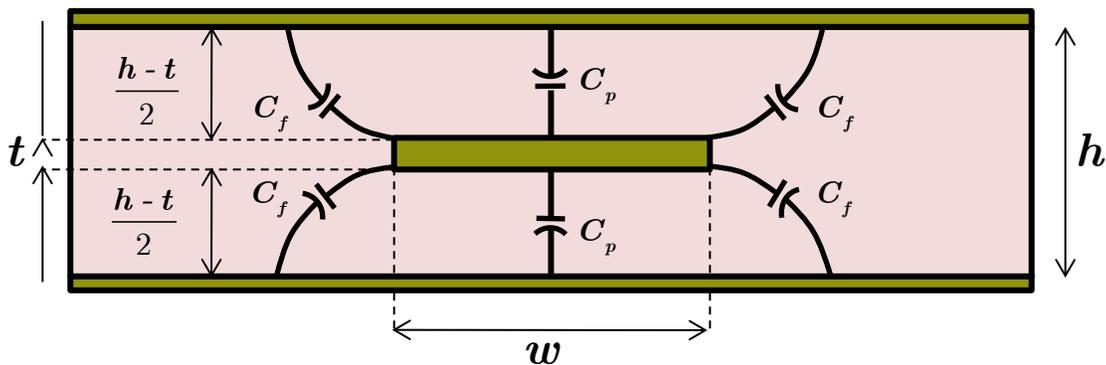


Figura III-2: Modelo de capacitância para uma linha de fita.

Uma vez que essas capacitâncias estão todas em paralelo, a capacitância total pode ser expressa por:

$$C_t = 2C_p + 4C_f \quad (2.4)$$

Tal que:

C_t = Capacitância total por unidade de comprimento;

C_p = Capacitância entre placas paralelas por unidade de comprimento;

C_f = Capacitância de franja por unidade de comprimento.

Na ausência de franjas, a capacitância entre as placas paralelas por unidade de comprimento é dada por:

$$C_p = \varepsilon \frac{2w}{h-t} = 2\varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{w/h}{1-t/h} \quad (2.5)$$

Assumindo que o meio dielétrico entre as placas não é ferromagnético, a impedância característica pode ser dada por:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu\varepsilon}}{C_t} = \frac{\varepsilon}{C_t} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \frac{\varepsilon}{C_t \sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \frac{120\pi\varepsilon}{C_t \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.6)$$

Rearranjando (2.6):

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{120\pi\varepsilon}{\frac{1}{\varepsilon} C_t} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{120\pi}{\frac{1}{\varepsilon} (2C_p + 4C_f)} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{30\pi}{\frac{w/h}{1-t/h} + \frac{C_f}{\varepsilon}} \quad (2.7)$$

A capacitância de franja pode ser aproximada por:

$$\frac{C_f}{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{2}{1-\frac{t}{h}} \ln \left(1 + \frac{1}{1-\frac{t}{h}} \right) - \left(\frac{1}{1-\frac{t}{h}} - 1 \right) \ln \left[\frac{1}{\left(1-\frac{t}{h}\right)^2} - 1 \right] \right\} \quad (2.8)$$

Se a espessura da trilha for nula ($t = 0$), tem-se que:

$$\frac{C_f}{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} 2 \ln 2 = 0,4413 \quad (2.9)$$

A solução da equação de Laplace por mapeamento conforme pode fornecer a capacitância por unidade de comprimento, que envolve funções especiais [12].

$$Z_0 \sqrt{\varepsilon_r} = 30\pi \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2.10)$$

Tal que $K(k)$ é uma função elíptica de primeiro tipo e é dada por:

$$K(k) = \int_0^1 \frac{1}{\sqrt{1-q^2}} \frac{1}{\sqrt{1-kq^2}} dq = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{1-k \sin^2 \psi}} d\psi \quad (2.11)$$

$$k = \tanh^2 \left(\frac{\pi w}{2h} \right) \quad (2.12)$$

$$k' = \sqrt{1-k^2} = \sqrt{1 - \tanh^2 \left(\frac{\pi w}{2h} \right)} = \operatorname{sech} \left(\frac{\pi w}{2h} \right) \quad (2.13)$$

Pode-se mostrar que a razão entre as funções elípticas em (2.10) pode ser aproximada como a seguir:

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k = \tanh \left(\frac{\pi w}{2h} \right) \leq 1 \\ \frac{\pi}{\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right)} & 0 \leq k = \tanh \left(\frac{\pi w}{2h} \right) \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (2.14)$$

De forma prática, fórmulas mais simples foram desenvolvidas para auxiliar no trabalho. No caso da impedância característica da linha de fita, tem-se que:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{W_e + 0,441h} \quad (2.15)$$

Tal que W_e é a largura efetiva do condutor central, dada por:

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} - \begin{cases} 0 & \frac{W}{h} > 0,35 \\ \left(0,35 - \frac{W}{h} \right)^2 & \frac{W}{h} < 0,35 \end{cases} \quad (2.16)$$

Estas expressões assumem que o condutor central possui espessura infinitesimal e apresentam precisão de 1% dos resultados exatos.

Desta forma, é possível observar que a impedância característica decresce com o aumento da largura da fita (condutor central).

3.2.3) Atenuação:

Uma vez que a linha de fita permite a propagação de modos TEM, a atenuação devido às perdas no dielétrico é do mesmo tipo que a atenuação para linhas do tipo TEM.

$$\alpha_d = \frac{\tan \delta \sqrt{\omega^2 \mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r}}{2} = \frac{\beta \tan \delta}{2} [\text{Np/m}] \quad (2.17)$$

A atenuação devido às perdas no condutor pode ser encontrada a partir do método da perturbação ou pela Regra da Indutância incremental de Wheeler [12]. Um resultado aproximado é dado por:

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{2,7 \times 10^{-3} R_s \varepsilon_r Z_0}{30\pi(h-t)} A & |Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}| < 120 \\ \frac{0,16}{Z_0 h} R_s B & |Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}| > 120 \end{cases} \left[\frac{\text{Np}}{\text{m}} \right] \quad (2.18)$$

Tal que t é a espessura da fita, R_s é a resistência superficial e A e B são dados por:

$$A = 1 + \frac{2W}{h-t} + \frac{1}{\pi} \frac{h+t}{h-t} \ln \left(\frac{2h-t}{t} \right) \quad (2.19)$$

$$B = 1 + \frac{h}{0,5W + 0,7t} \left(0,5 + 0,414 \frac{t}{W} + \frac{1}{2\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \quad (2.20)$$

CAPÍTULO IV:

MATRIZ DE ESPALHAMENTO

“Bones, I want the impossible checked out too”

Cap. James Kirk – “Star Trek: The Original Series” (1966) – Gene Roddenberry.

A matriz de espalhamento, ou matriz S , foi popularizada por volta da década de 1950, mas já havia menção desta por Campbell e Foster desde 1920 [13]. Seu uso em teoria de redes se popularizou na década de 1950, principalmente por H. J. Carlin, em 1954 [14]. A teoria de redes lineares para micro-ondas, por outro lado, foi originalmente desenvolvida para auxiliar na solução de problemas de sistemas de radares e no desenvolvimento de componentes pelos pesquisadores do *MIT Radiation Lab*, na década de 1940 [15].

A teoria de redes lineares para micro-ondas é uma maneira de aplicar conceitos de circuitos e sistemas lineares à análise de dispositivos nesta faixa de frequência. Sua principal vantagem é que a teoria de circuitos é muitas vezes mais intuitiva do que a teoria de ondas, e sua solução é muito mais simples do que a solução completa das equações de Maxwell. É inegável que desenvolver as equações de Maxwell para um determinado problema eletromagnético fornece muito mais informações sobre um problema em particular, mas normalmente o objeto de interesse se restringe apenas ao conhecimento de correntes e tensões num determinado ponto do sistema (par de terminais). Desta maneira, a partir da teoria de circuitos aplicada a dispositivos de micro-ondas, é possível trabalhar com as matrizes de espalhamento e estabelecer uma correlação entre os conceitos de circuitos e a teoria de ondas propagantes de uma maneira mais rápida.

4.1) TENSÕES E CORRENTES EQUIVALENTES:

Em micro-ondas, medir tensão e corrente não é uma tarefa simples, pelo contrário, pode, muitas vezes, ser impossível a menos que estejam definidos de forma muito clara um par de terminais para análise. Se para uma linha do tipo TEM (cabos

coaxiais, microfitas e linhas de fita), para um par arbitrário de condutores (positivo e negativo), é possível calcular a tensão entre dois pontos P_1 (positivo) e P_2 (negativo) como:

$$V = \int_{P_1}^{P_2} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \quad (3.1)$$

Haja vista a natureza eletrostática dos campos transversais, pode-se dizer que a tensão entre os dois condutores (positivo e negativo) é única e independe do caminho de integração da expressão (3.1).

A corrente total que flui no condutor positivo pode ser determinada pela aplicação da Lei de Ampère como:

$$I = \oint_{C_+} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} \quad (3.2)$$

Tal que o contorno da superfície de integração é qualquer caminho fechado que contenha o condutor positivo (e não contenha o condutor negativo).

A impedância característica Z_0 pode, então, ser definida como:

$$Z_0 = \frac{V}{I} \quad (3.3)$$

Contudo, linhas de transmissão que não suportam modos TEM não se comportam de forma eletrostática. A aplicação da expressão (3.1) implica numa tensão dependente da posição, assim como a expressão (3.2) leva a uma corrente também dependente da posição. Desta forma, a impedância característica, como definida em (3.3), também será função da posição.

Para um sistema eletromagnético arbitrário, muitas configurações de campo podem satisfazer as equações de onda, as equações de Maxwell e as condições de contorno existentes. Cada uma destas configurações caracteriza um modo. Para um modo arbitrário, assumindo-se, sem perda de generalidade, que a direção de propagação é paralela ao eixo z , os campos transversais podem ser representados por [16].

$$\mathbf{E}_t(x, y, z, t) = \mathbf{e}_t(x, y) \left(A^+ e^{-\gamma z} + A^- e^{+\gamma z} \right) e^{j\omega t} = \frac{\mathbf{e}_t(x, y)}{C_1} \left(V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{+\gamma z} \right) e^{j\omega t} \quad (3.4)$$

$$\mathbf{H}_t(x, y, z) = \mathbf{h}_t(x, y) \left(A^+ e^{-\gamma z} + A^- e^{+\gamma z} \right) e^{j\omega t} = \frac{\mathbf{h}_t(x, y)}{C_2} \left(I^+ e^{-\gamma z} - I^- e^{+\gamma z} \right) e^{j\omega t} \quad (3.5)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3.6)$$

Tal que \mathbf{e} e \mathbf{h} são as variações transversais do modo em questão, A^+ e A^- são as amplitudes do campo, γ é a constante de propagação complexa formada pela constante de atenuação α e a constante de fase β .

As equações (3.4) e (3.5) definem, portanto, ondas de tensão e de corrente:

$$V(z, t) = V^+ e^{j\omega t - \gamma z} + V^- e^{j\omega t + \gamma z} \quad (3.7)$$

$$I(z, t) = I^+ e^{j\omega t - \gamma z} - I^- e^{j\omega t + \gamma z} = \frac{1}{Z_0} \left(V^+ e^{j\omega t - \gamma z} - V^- e^{j\omega t + \gamma z} \right) \quad (3.8)$$

Pode-se observar que as ondas de tensão (3.7) e de corrente (3.8) são soluções para as equações diferenciais:

$$\frac{d^2 V(z, t)}{dz^2} = \gamma^2 V(z, t) \quad (3.9)$$

$$\frac{d^2 I(z, t)}{dz^2} = \gamma^2 I(z, t) \quad (3.10)$$

4.2) MATRIZ DE ESPALHAMENTO:

Assim como matrizes de impedância e admitância, para um sistema linear com N portas, a matriz de espalhamento proporciona uma descrição completa deste sistema a partir da observação de cada uma das portas. Enquanto as matrizes de impedância relacionam as correntes e tensões totais nas portas, a matriz de espalhamento relaciona as ondas de tensão incidentes e emergentes nestas mesmas portas. Para alguns dispositivos, as matrizes de espalhamento podem ser mais facilmente obtidas por formulação teórica, mas estas podem ser verificadas experimentalmente através de um analisador de rede ou através de simulações que fornecem os chamados *parâmetros S* do sistema.

Seja uma rede com N portas, tal que V_n^+ é a amplitude da onda de tensão incidente na porta n e V_n^- , a amplitude da onda de tensão emergente na porta n . A

matriz de espalhamento, ou matriz $[S]$, é definida como uma relação entre as ondas de tensão incidentes e emergentes como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & & S_{2N} \\ \vdots & & \ddots & \\ S_{N1} & & & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

De maneira resumida:

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (3.12)$$

Um elemento específico da matriz de espalhamento pode ser definido como:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (3.13)$$

Ou seja, o elemento S_{ij} pode ser determinado fazendo-se incidir uma onda de tensão V_j^+ e medindo a onda de tensão emergente na porta i (V_i^-). A onda incidente em todas as portas, exceto a j -ésima, são mantidas nulas, o que implica que todas as portas tem que ser casadas para evitar reflexões. Uma vez que esse procedimento é mais simples de ser conseguido em simulações eletromagnéticas, os parâmetros S são bastante utilizados para conhecer o funcionamento de um sistema em softwares comerciais.

A partir da definição apresentada, S_{ii} é o coeficiente de reflexão visto na porta i quando todas as portas estão casadas, e S_{ij} é o parâmetro de transmissão da porta i a partir da porta j quando todas as outras portas estão casadas.

Para um sistema com N portas, tal que na n -ésima porta a impedância característica real vista é dada por Z_{0n} , a onda de tensão incidente é V_n^+ , e a onda de tensão emergente, V_n^- . Para obter as relações de potência em função das amplitudes das ondas de tensão, pode-se definir as amplitudes:

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad (3.14)$$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad (3.15)$$

Tal que:

a_n = onda incidente na n -ésima porta;

b_n = onda emergente na n -ésima porta.

Desta forma, tem-se que:

$$V_n = V_n^+ + V_n^- = \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n) \quad (3.16)$$

$$I_n = \frac{V_n^+ - V_n^-}{Z_{0n}} = \frac{a_n - b_n}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad (3.17)$$

A potência média entregue à n -ésima porta é dada por:

$$P_n = \frac{1}{2} \text{Re}[V_n I_n^*] = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ |a_n|^2 - |b_n|^2 + (b_n a_n^* - b_n^* a_n) \right\} = \frac{|a_n|^2 - |b_n|^2}{2} \quad (3.18)$$

Uma vez que o termo $(b_n a_n^* - b_n^* a_n)$ é puramente imaginário.

A potência média entregue à porta n é igual à potência da onda incidente subtraída da potência da onda emergente.

A partir de (3.14), (3.15) e (3.13), pode-se escrever um elemento da matriz de espalhamento como:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{\substack{V_k^+=0 \\ \text{para } k \neq j}} = \left. \frac{V_i^- / \sqrt{Z_{0n}}}{V_j^+ / \sqrt{Z_{0n}}} \right|_{\substack{V_k^+=0 \\ \text{para } k \neq j}} \quad (3.19)$$

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{\substack{V_k^+=0 \\ \text{para } k \neq j}}$$

Desta forma, a matriz de espalhamento pode ser escrita como:

$$[b] = [S][a] \quad (3.20)$$

4.3) ONDAS PROPAGANTES X ONDAS DE POTÊNCIA:

Em geral, o uso de matrizes de espalhamento e de coeficientes de reflexão é o ponto-chave da análise de circuitos de micro-ondas. Grande parte da literatura define o coeficiente de reflexão a partir do conceito de ondas propagantes (como definidas em (3.7) e (3.8) a partir de (3.9) (3.10)), que são aquelas compostas por duas componentes que se propagam em sentidos contrários numa linha de transmissão. Essa definição, contudo, mostra que não ocorre a máxima transferência de potência quando o coeficiente de reflexão é nulo, mas sim quando se obtém uma condição de *casamento conjugado* (como mostrado em 2.2.8), ou seja, a máxima transferência de potência ocorre quando a impedância do gerador é o complexo conjugado da carga. Desta forma, pode-se inferir que a definição padrão do coeficiente de reflexão não caracteriza diretamente a reflexão de potência. Desta forma, é possível contornar esta situação a partir da definição de *ondas de potência*. Este conceito é bastante utilizado por aqueles que trabalham com simulações eletromagnéticas [17], mas não tão explorado na literatura de micro-ondas.

4.3.1) Ondas Propagantes:

Na teoria de redes para micro-ondas, é comum o uso das ondas propagantes, que se baseiam na ideia de ondas de corrente e de tensão formadas, cada uma delas, por duas ondas que se deslocam em sentidos opostos. Tanto as ondas de corrente quanto as ondas de tensão possuem impedância igual à impedância característica da linha por onde se propagam.

Numa linha de transmissão com impedância característica Z_0 e constante de propagação γ , a tensão e a corrente totais podem ser escritas como a soma das duas componentes que viajam em sentidos opostos, como mostrado em (3.7) e (3.8), ou simplesmente:

$$V = V^+ + V^- \quad (3.21)$$

$$I = I^+ + I^- \quad (3.22)$$

Tal que:

$$V^+ = Z_0 I^+ \quad (3.23)$$

$$V^- = Z_0 I^- \quad (3.24)$$

Pode-se, então, definir ondas normalizadas:

$$\bar{V}^+ = \frac{V + Z_0 I}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_0\}}} \quad (3.25)$$

$$\bar{V}^- = \frac{V - Z_0 I}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_0\}}} \quad (3.26)$$

Reescrevendo (3.21) e (3.22):

$$V = (\bar{V}^+ + \bar{V}^-) \sqrt{\text{Re}\{Z_0\}} \quad (3.27)$$

$$I = (\bar{V}^+ - \bar{V}^-) \frac{\sqrt{\text{Re}\{Z_0\}}}{Z_0} \quad (3.28)$$

Avaliando a potência a partir das ondas de tensão e corrente como definidas em (3.27) e (3.28):

$$V = (\bar{V}^+ + \bar{V}^-) \sqrt{\text{Re}\{Z_0\}}$$

$$I = (\bar{V}^+ - \bar{V}^-) \frac{\sqrt{\text{Re}\{Z_0\}}}{Z_0}$$

$$VI^* = \left[(\bar{V}^+ + \bar{V}^-) \sqrt{\text{Re}\{Z_0\}} \right] \left[(\bar{V}^+ - \bar{V}^-) \frac{1}{Z_0} \sqrt{\text{Re}\{Z_0\}} \right]^*$$

$$VI^* = (\bar{V}^+ + \bar{V}^-) \sqrt{\text{Re}\{Z_0\}} (\bar{V}^+ - \bar{V}^-)^* \left(\frac{1}{Z_0} \right)^* \sqrt{\text{Re}\{Z_0\}}$$

$$VI^* = \text{Re}\{Z_0\} (\bar{V}^+ + \bar{V}^-) \left[(\bar{V}^+)^* - (\bar{V}^-)^* \right] \frac{1}{Z_0^*}$$

$$VI^* = \text{Re}\{Z_0\} \left[|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2 + (\bar{V}^+)^* \bar{V}^- - (\bar{V}^-)^* \bar{V}^+ \right] \frac{1}{Z_0^*}$$

$$VI^* = \text{Re}\{Z_0\} \left[|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2 + 2j \text{Im}\left\{ (\bar{V}^+)^* \bar{V}^- \right\} \right] \frac{1}{Z_0^*}$$

$$VI^* = \text{Re}\{Z_0\} \left[|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2 \right] \frac{1}{Z_0^*} + \text{Re}\{Z_0\} 2j \text{Im}\left\{ (\bar{V}^+)^* \bar{V}^- \right\} \frac{1}{Z_0^*}$$

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}\{VI^*\} &= \operatorname{Re}\left\{\operatorname{Re}\{Z_0\}\left(|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2\right)\frac{1}{Z_0^*} + \operatorname{Re}\{Z_0\}2j\operatorname{Im}\left\{\left(\bar{V}^+\right)^* \bar{V}^-\right\}\frac{1}{Z_0^*}\right\} \\
 \operatorname{Re}\{VI^*\} &= \operatorname{Re}\left\{\operatorname{Re}\{Z_0\}\left(|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2\right)\frac{1}{Z_0^*}\right\} + \operatorname{Re}\left\{\operatorname{Re}\{Z_0\}2j\operatorname{Im}\left\{\left(\bar{V}^+\right)^* \bar{V}^-\right\}\frac{1}{Z_0^*}\right\} \\
 \operatorname{Re}\{VI^*\} &= \operatorname{Re}\{Z_0\}\left(|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2\right)\operatorname{Re}\left\{\frac{1}{Z_0^*}\right\} + 2\operatorname{Re}\{Z_0\}\operatorname{Im}\left\{\left(\bar{V}^+\right)^* \bar{V}^-\right\}\operatorname{Re}\left\{j\frac{1}{Z_0^*}\right\} \\
 \operatorname{Re}\{VI^*\} &= \operatorname{Re}\{Z_0\}\left(|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2\right)\frac{\operatorname{Re}\{Z_0^*\}}{|Z_0^*|^2} + 2\operatorname{Re}\{Z_0\}\operatorname{Im}\left\{\left(\bar{V}^+\right)^* \bar{V}^-\right\}\frac{\operatorname{Re}\{2jZ_0\}}{|Z_0^*|^2} \\
 \operatorname{Re}\{VI^*\} &= \left(|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2\right)\left[\frac{\operatorname{Re}\{Z_0^*\}}{|Z_0^*|}\right]^2 - 2\operatorname{Im}\left\{\left(\bar{V}^+\right)^* \bar{V}^-\right\}\frac{\operatorname{Re}\{Z_0\}\operatorname{Im}\{Z_0\}}{|Z_0^*|^2} \\
 \operatorname{Re}\{VI^*\} &= \left(|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2\right)\left[\frac{\operatorname{Re}\{Z_0\}}{|Z_0|}\right]^2 - 2\operatorname{Im}\left\{\left(\bar{V}^+\right)^* \bar{V}^-\right\}\frac{\operatorname{Re}\{Z_0\}\operatorname{Im}\{Z_0\}}{|Z_0|^2} \quad (3.29)
 \end{aligned}$$

Para $\operatorname{Im}\{Z_0\} = 0$:

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}\{VI^*\}\Big|_{\operatorname{Im}\{Z_0=0\}} &= \left(|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2\right)\left[\frac{\operatorname{Re}\{Z_0\}}{|Z_0|}\right]^2 - 2\operatorname{Im}\left\{\left(\bar{V}^+\right)^* \bar{V}^-\right\}\frac{\operatorname{Re}\{Z_0\}\operatorname{Im}\{Z_0\}}{|Z_0|^2} \\
 \operatorname{Re}\{VI^*\}\Big|_{\operatorname{Im}\{Z_0=0\}} &= \left(|\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2\right)\left[\frac{\operatorname{Re}\{Z_0\}}{\operatorname{Re}\{Z_0\}}\right]^2 \\
 \operatorname{Re}\{VI^*\}\Big|_{\operatorname{Im}\{Z_0=0\}} &= |\bar{V}^+|^2 - |\bar{V}^-|^2 \quad (3.30)
 \end{aligned}$$

Para o caso em que a impedância característica é um número complexo, ou seja, em linhas de transmissão com perdas, a potência total não é simplesmente a diferença do quadrado da amplitude das duas componentes da onda de tensão.

Quando uma linha de transmissão é conectada a uma carga Z_L , a tensão e a corrente totais se relacionam pela impedância da carga:

$$V = Z_L I \quad (3.31)$$

Desta forma, o coeficiente de reflexão é definido como:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.32)$$

4.3.1.1) Matriz de Espalhamento:

Para um sistema de N portas com impedância característica Z_0 , pode-se definir as tensões \mathbf{V} , \mathbf{V}^+ e \mathbf{V}^- :

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I} \quad (3.33)$$

$$\mathbf{V}^+ = \mathbf{F}(\mathbf{V} + \mathbf{Z}_0\mathbf{I}) \quad (3.34)$$

$$\mathbf{V}^- = \mathbf{F}(\mathbf{V} - \mathbf{Z}_0\mathbf{I}) \quad (3.35)$$

\mathbf{F} é uma matriz diagonal com elementos $1/(2\text{Re}\{Z_0\})$, \mathbf{Z}_0 é uma matriz diagonal com elementos $\mathbf{Z}_{0,i}$, tal que i é a linha da matriz e \mathbf{Z} é a relação entre a tensão e a corrente.

Desta forma, podem-se relacionar as ondas que se propagam em sentidos contrários pela matriz de espalhamento, como a seguir:

$$\mathbf{V}^- = \mathbf{F}(\mathbf{V} - \mathbf{Z}_0\mathbf{I})$$

$$\mathbf{V}^+ = \mathbf{F}(\mathbf{Z}\mathbf{I} + \mathbf{Z}_0\mathbf{I})$$

$$\mathbf{V}^+ = \mathbf{F}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)\mathbf{I}$$

$$[\mathbf{F}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)]^{-1} \mathbf{V}^+ = [\mathbf{F}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)]^{-1} \mathbf{F}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)\mathbf{I}$$

$$(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)^{-1} \mathbf{F}^{-1}\mathbf{V}^+ = \mathbf{I}$$

$$\mathbf{V}^- = \mathbf{F}(\mathbf{V} - \mathbf{Z}_0\mathbf{I})$$

$$\mathbf{V}^- = \mathbf{F}(\mathbf{Z}\mathbf{I} - \mathbf{Z}_0\mathbf{I})$$

$$\mathbf{V}^- = \mathbf{F}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}_0)\mathbf{I}$$

$$\mathbf{V}^- = \mathbf{F}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}_0)(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)^{-1} \mathbf{F}^{-1}\mathbf{V}^+$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{F}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}_0)(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)^{-1} \mathbf{F}^{-1} \quad (3.36)$$

4.3.2) Ondas de potência:

A fim de contornar os problemas apresentados pela definição de ondas propagantes, as ondas de tensão e de corrente podem ser alternativamente representadas por ondas de potência, como mostrado por [18]:

$$a(z,t) = \frac{V(z,t) + Z_0 I(z,t)}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_0\}}} \quad (3.37)$$

$$b(z,t) = \frac{V(z,t) - \sqrt{Z_0} I^*(z,t)}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_0\}}} \quad (3.38)$$

As ondas de potência foram inicialmente introduzidas como abstrações matemáticas, sem nenhum significado físico. Segundo Kurokawa [18], “as ondas de potência são o resultado de somente uma das infinitas possibilidades de transformação das ondas de tensão e de corrente”. Contudo, pode-se mostrar que as ondas de potência podem ser definidas a partir do princípio do casamento conjugado das impedâncias.

Seja o circuito da Figura IV-1 o equivalente Thévenin de um circuito de micro-ondas

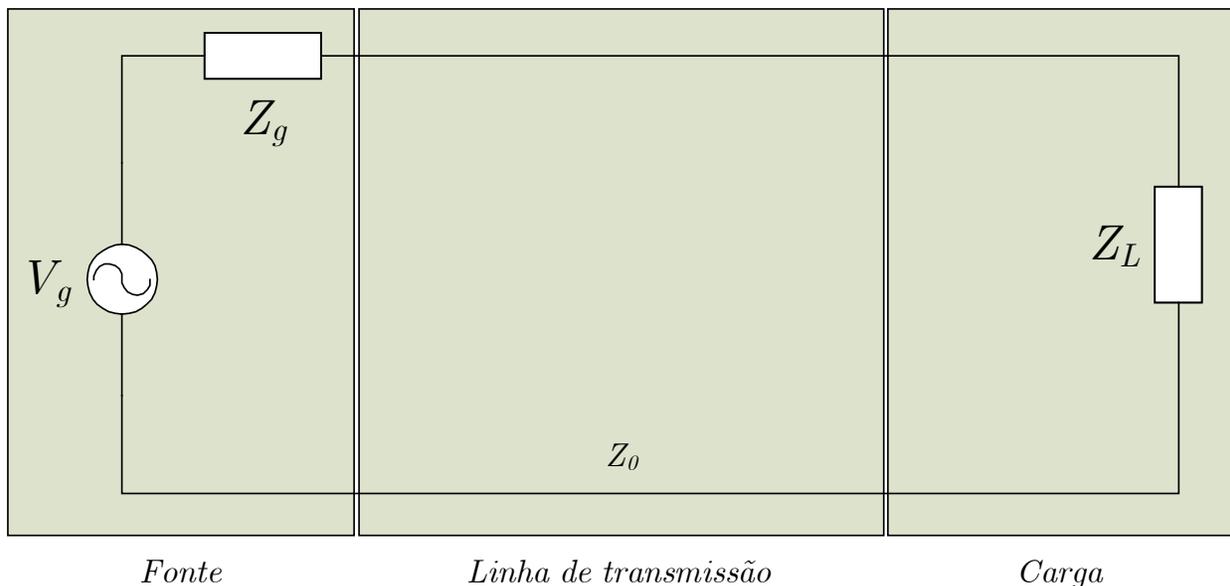


Figura IV-1: Circuito equivalente de Thévenin.

Na interface entre a linha de transmissão e a carga, assume-se uma onda de tensão V^+ propagando em direção à carga associada a uma onda de corrente I^+ , ambas

perfeitamente casadas de modo que não há reflexão destas. De forma análoga, há uma onda de tensão em sentido contrário V^- , associada a uma onda de corrente I^- , também perfeitamente casadas. Desta forma, pelo princípio do casamento conjugado, pode-se dizer que:

$$V^+(z, t) = Z_0^* I^+(z, t) \quad (3.39)$$

$$V^-(z, t) = Z_0 I^-(z, t) \quad (3.40)$$

A tensão e a corrente totais podem ser expressas por:

$$V(z, t) = V^+(z, t) + V^-(z, t) \quad (3.41)$$

$$I(z, t) = I^+(z, t) - I^-(z, t) \quad (3.42)$$

Desta forma, a partir de (3.39) – (3.42), pode-se obter:

$$V^+(z, t) = \frac{Z_0^*}{2 \operatorname{Re}\{Z_0\}} [V(z, t) + I(z, t) Z_0] \quad (3.43)$$

$$V^-(z, t) = \frac{Z_0}{2 \operatorname{Re}\{Z_0\}} [V(z, t) - I(z, t) Z_0^*] \quad (3.44)$$

$$I^+(z, t) = \frac{1}{2 \operatorname{Re}\{Z_0\}} [V(z, t) + I(z, t) Z_0] \quad (3.45)$$

$$I^-(z, t) = \frac{1}{2 \operatorname{Re}\{Z_0\}} [V(z, t) - I(z, t) Z_0^*] \quad (3.46)$$

Pode-se, então, escrever a tensão e a corrente totais como:

$$V = \frac{Z_0^* a(z, t) + Z_0 b(z, t)}{\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_0\}}} \quad (3.47)$$

$$I = \frac{a(z, t) - b(z, t)}{\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_0\}}} \quad (3.48)$$

Calculando a potência real a partir de (3.47) e (3.48):

$$\begin{aligned}
 P &= \operatorname{Re}\{VI^*\} \\
 P &= \operatorname{Re}\left\{\left[\frac{Z_0^*a(z,t) + Z_0b(z,t)}{\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_0\}}}\right]\left[\frac{a(z,t) - b(z,t)}{\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_0\}}}\right]^*\right\} \\
 P &= \frac{1}{\operatorname{Re}\{Z_0\}} \operatorname{Re}\left\{\left[Z_0^*a(z,t) + Z_0b(z,t)\right]\left[a^*(z,t) - b^*(z,t)\right]\right\} \\
 P &= \frac{1}{\operatorname{Re}\{Z_0\}} \operatorname{Re}\left\{Z_0^*a(z,t)a^*(z,t) - Z_0^*a(z,t)b^*(z,t) + Z_0a^*(z,t)b(z,t) - Z_0b(z,t)b^*(z,t)\right\} \\
 P &= \frac{1}{\operatorname{Re}\{Z_0\}} \operatorname{Re}\left\{Z_0^*|a(z,t)|^2 - Z_0|b(z,t)|^2 - Z_0^*a(z,t)b^*(z,t) + Z_0a^*(z,t)b(z,t)\right\} \\
 P &= \frac{\operatorname{Re}\left\{Z_0^*|a(z,t)|^2\right\}}{\operatorname{Re}\{Z_0\}} + \frac{\operatorname{Re}\left\{-Z_0|b(z,t)|^2\right\}}{\operatorname{Re}\{Z_0\}} + \frac{\operatorname{Re}\left\{-Z_0^*a(z,t)b^*(z,t) + Z_0a^*(z,t)b(z,t)\right\}}{\operatorname{Re}\{Z_0\}} \\
 P &= \frac{|a(z,t)|^2 \operatorname{Re}\{Z_0^*\}}{\operatorname{Re}\{Z_0\}} + \frac{|b(z,t)|^2 \operatorname{Re}\{-Z_0\}}{\operatorname{Re}\{Z_0\}} + \frac{\operatorname{Re}\left\{2j \operatorname{Im}\left\{[Z_0a^*(z,t)]^* b(z,t)\right\}\right\}}{\operatorname{Re}\{Z_0\}} \\
 P &= |a(z,t)|^2 - |b(z,t)|^2 \tag{3.49}
 \end{aligned}$$

O resultado apresentado por (3.49) é bastante satisfatório, uma vez que independe se a impedância característica é puramente real ou não.

4.3.2.1) Matriz de Espalhamento:

Para um sistema de N portas com impedância característica Z_0 , pode-se definir as ondas de potência como:

$$\mathbf{a} = \mathbf{F}(\mathbf{V} + \mathbf{Z}_0\mathbf{I}) \tag{3.50}$$

$$\mathbf{b} = \mathbf{F}(\mathbf{V} - \mathbf{Z}_0^*\mathbf{I}) \tag{3.51}$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I} \tag{3.52}$$

\mathbf{F} é uma matriz diagonal com elementos $1/(2\operatorname{Re}\{Z_0\})$, \mathbf{Z}_0 é uma matriz diagonal com elementos $\mathbf{Z}_{0,i}$, tal que i é a linha da matriz e \mathbf{Z} é a relação entre a tensão e a corrente.

Desta forma, pode-se relacionar as ondas que se propagam em sentidos contrários pela matriz de espalhamento, como a seguir:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{a} &= \mathbf{F}(\mathbf{V} + \mathbf{Z}_0 \mathbf{I}) \\
 \mathbf{a} &= \mathbf{F}(\mathbf{Z} \mathbf{I} + \mathbf{Z}_0 \mathbf{I}) \\
 \mathbf{a} &= \mathbf{F}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0) \mathbf{I} \\
 [\mathbf{F}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)]^{-1} \mathbf{a} &= [\mathbf{F}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)]^{-1} \mathbf{F}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0) \mathbf{I} \\
 (\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)^{-1} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{a} &= \mathbf{I} \\
 \\
 \mathbf{b} &= \mathbf{F}(\mathbf{V} - \mathbf{Z}_0^* \mathbf{I}) \\
 \mathbf{b} &= \mathbf{F}(\mathbf{Z} \mathbf{I} - \mathbf{Z}_0^* \mathbf{I}) \\
 \mathbf{b} &= \mathbf{F}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}_0^*) \mathbf{I} \\
 \mathbf{b} &= \mathbf{F}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}_0^*) (\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)^{-1} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{a} \\
 \\
 \mathbf{S} &= \mathbf{F}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}_0^*) (\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_0)^{-1} \mathbf{F}^{-1} \tag{3.53}
 \end{aligned}$$

Comparando as expressões (3.36) e (3.53), é possível observar matrizes de espalhamento tanto para ondas de propagação quanto para ondas de potência desde que $\mathbf{Z}_0 = \mathbf{Z}_0^*$, ou seja, desde que a impedância característica seja puramente real.

De maneira geral, as ondas de potência se reduzem a ondas de propagação desde que $\mathbf{Z}_0 = \mathbf{Z}_0^*$, ou seja, desde que a impedância característica seja puramente real.

As matrizes de espalhamento em ondas propagantes não estão diretamente ligadas a potência, e podem ser consideradas como abstrações matemáticas que permitem uma melhor análise do circuito. A impedância característica é usada como um fator de normalização e estas só representam a propagação de potência se as linhas de transmissão são terminadas com impedância igual à impedância característica. No caso de ondas de potência, a matriz de espalhamento descreve a transmissão e a reflexão de potência do dispositivo analisado.

CAPÍTULO V:

PARTE 1: SÍNTESE DO ARRANJO

"Bizarre is good! Common has hundreds of explanations. Bizarre has hardly any!"

Dr. Gregory House – House MD – David Shore.

A primeira parte do projeto é a síntese do arranjo. Analisar-se-á uma distribuição de potência em específico e o efeito causado quando os elementos de um arranjo estão espaçados a uma distância maior do que a recomendada pela literatura, que é de metade do comprimento de onda de operação do sistema. Serão comparados vários tipos da mesma distribuição entre si e com a distribuição uniforme.

5.1) DISTRIBUIÇÃO DO TIPO HAMMING:

Conforme foi observado, existem diversas distribuições de amplitude que aliam diferentes características, melhorando parâmetros de um arranjo de antenas em detrimento de outros. Estudar-se-á, portanto, a distribuição do tipo Hamming, definida pela expressão (4.1):

$$a_{n+1} = \kappa - (1 - \kappa) \cos\left(\frac{2\pi n}{N - 1}\right) \quad (4.1)$$

Tal que:

a_n é a amplitude do elemento n ;

κ é uma constante da distribuição Hamming;

N é o número total de elementos e $0 \leq n \leq N - 1$;

A fim de descobrir o padrão de radiação a ser gerado por uma determinada distribuição, pode-se aplicar a seguinte expressão:

$$\text{AF}(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} a_{n+1} \exp\left[jn2\pi d\lambda\left(\cos(\theta) - \cos(\theta_0)\right)\right] \quad (4.2)$$

Tal que:

$d\lambda$ é o espaçamento entre os elementos do arranjo;

θ_0 é o ângulo de máxima radiação do arranjo;

5.2) VARIAÇÃO DA CONSTANTE DA DISTRIBUIÇÃO HAMMING:

Analisar-se-á, primeiramente, o efeito da variação da constante κ para um arranjo com diferentes espaçamentos: A Figura V-1 mostra a comparação entre a distribuição Hamming para 3 valores de constante κ e a distribuição uniforme. Nota-se que a distribuição Hamming diminui os lóbulos secundários da distribuição, e que para $\kappa = 0,54$ a diminuição é bastante acentuada, mas há um grande alargamento do lóbulo principal.

A Figura V-2 mostra as 3 distribuições Hamming analisadas para o espaçamento $d = 0,5$. Nota-se que o valor $\kappa = 0,54$ diminui todos os lóbulos secundários. Efeitos semelhantes podem ser notados nas Figura V-3 a Figura V-6, que mostram distribuições do tipo Hamming aplicadas a fatores de arranjo com distâncias d diferentes de 0,5.

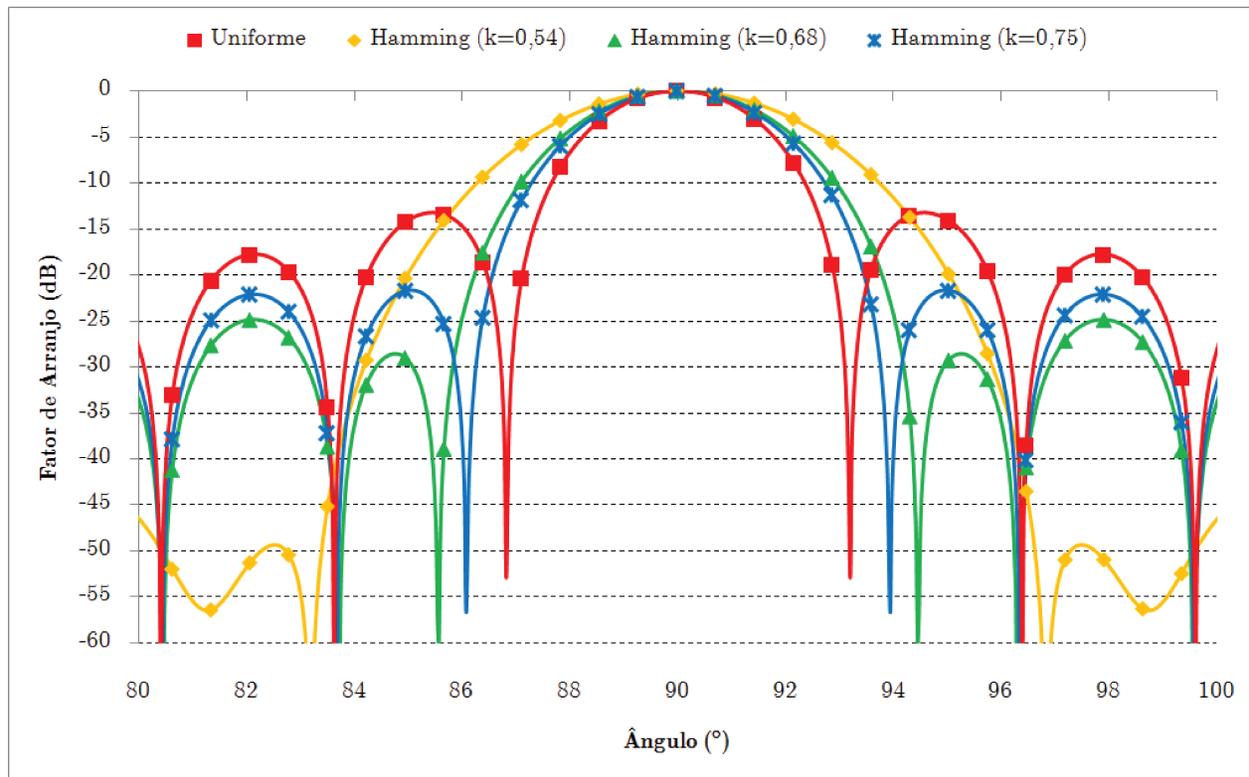


Figura V-1: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 0,5$.

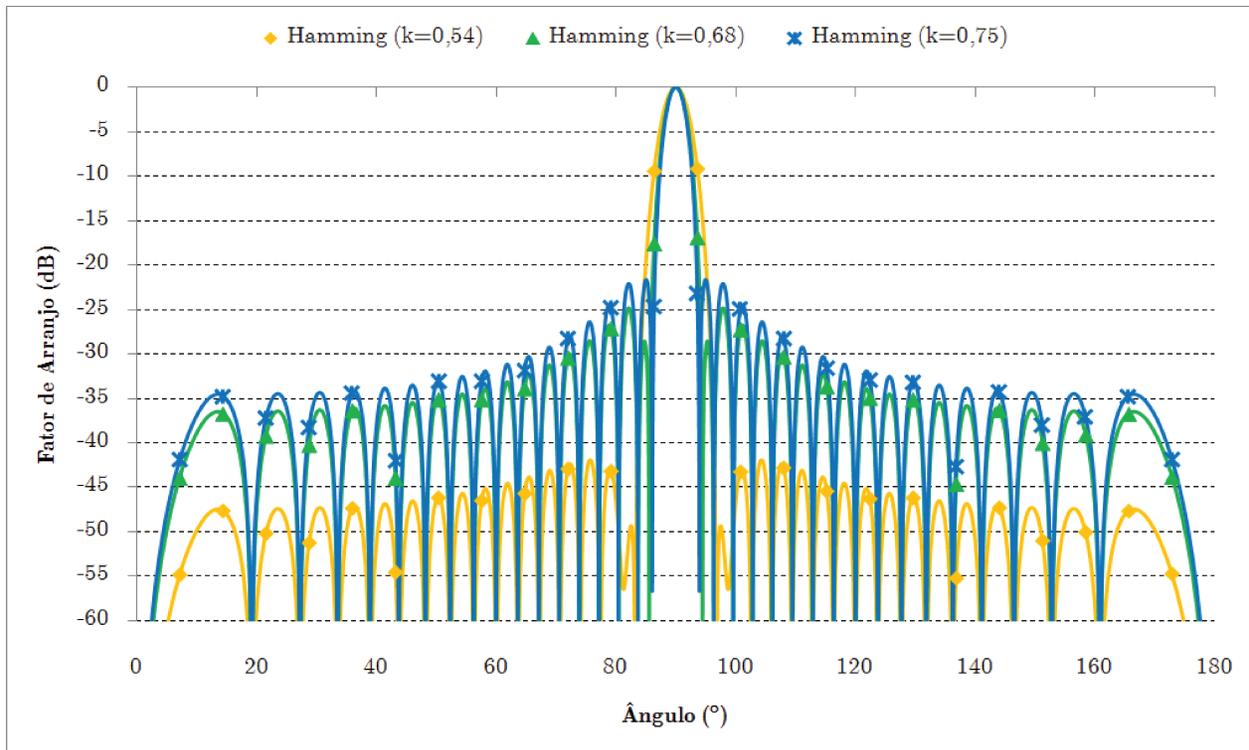


Figura V-2: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 0,5$ de 0° a 180° .

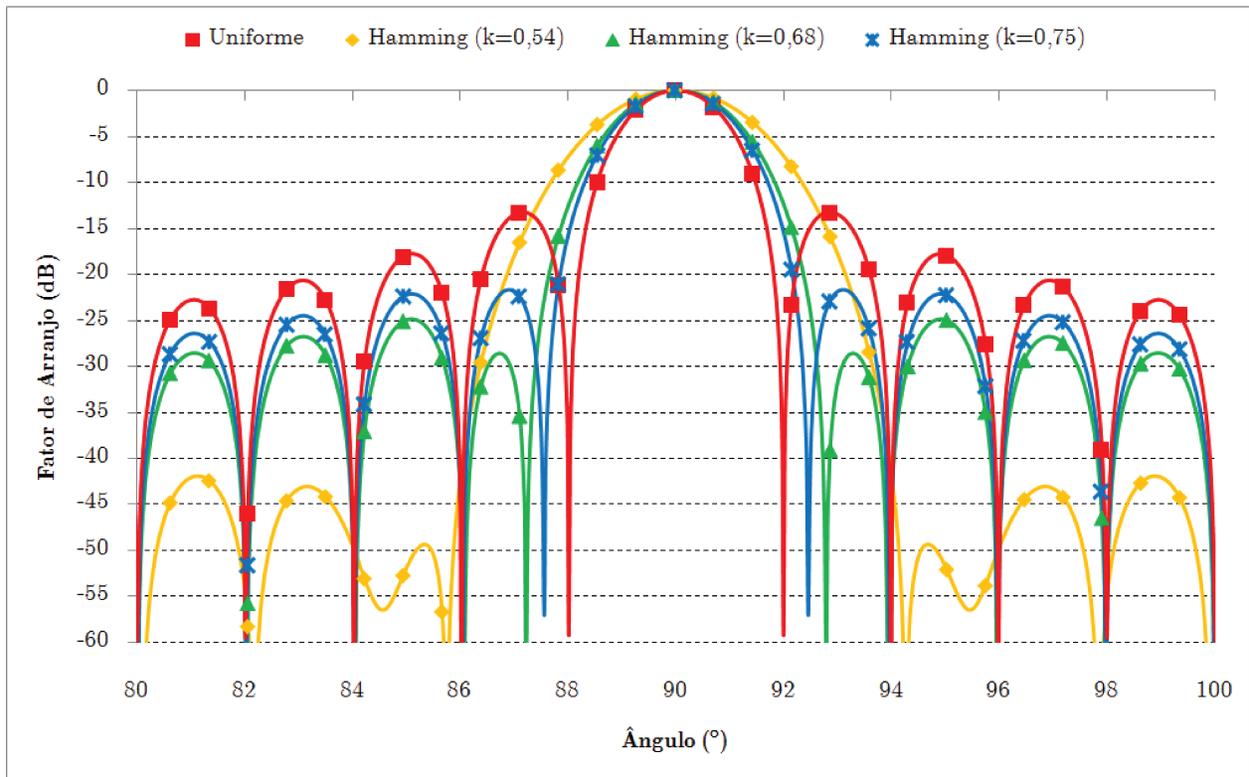


Figura V-3: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 0,8$.

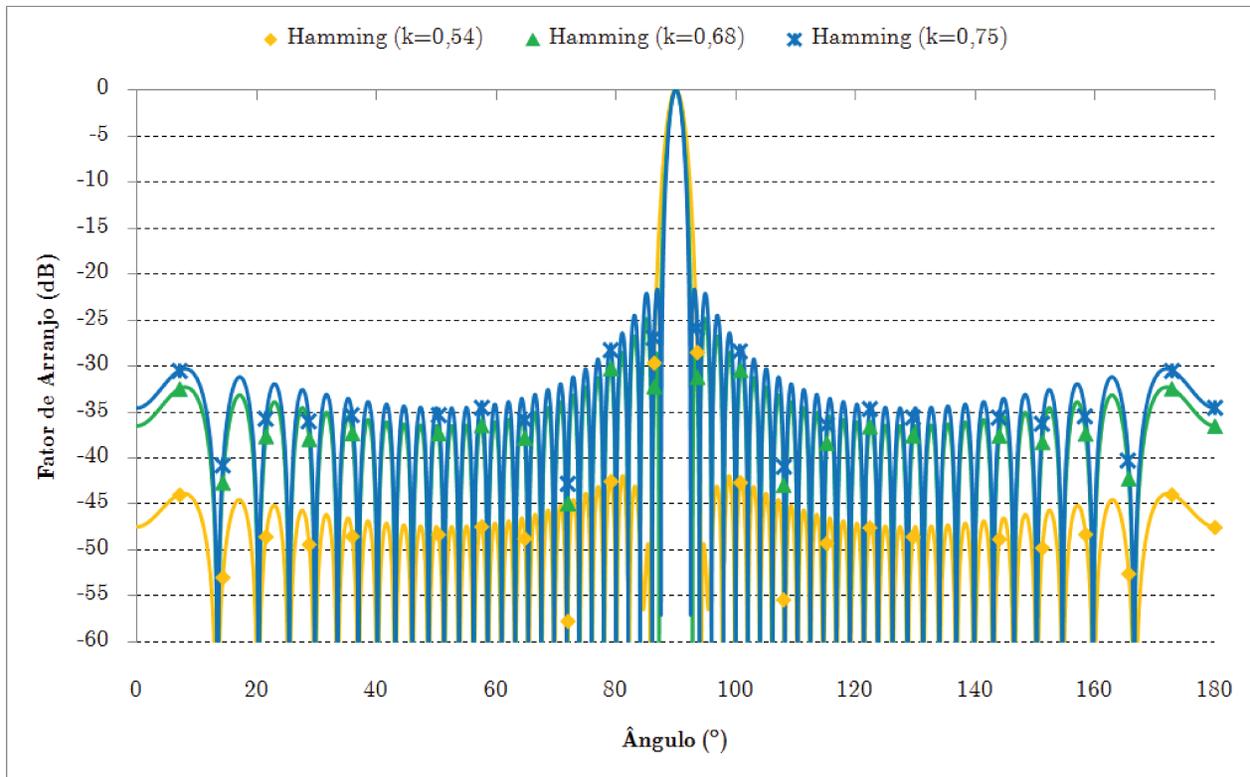


Figura V-4: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 0,8$ de 0° a 180° .

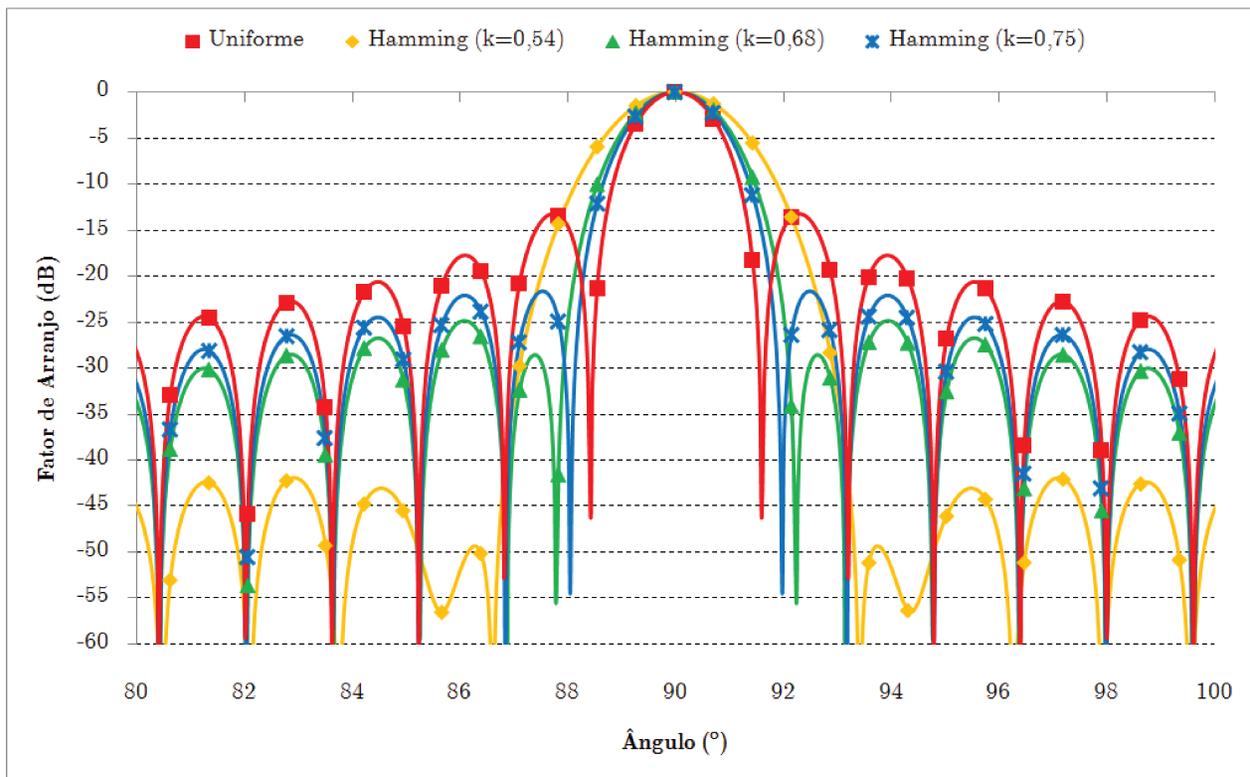


Figura V-5: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 1,0$.

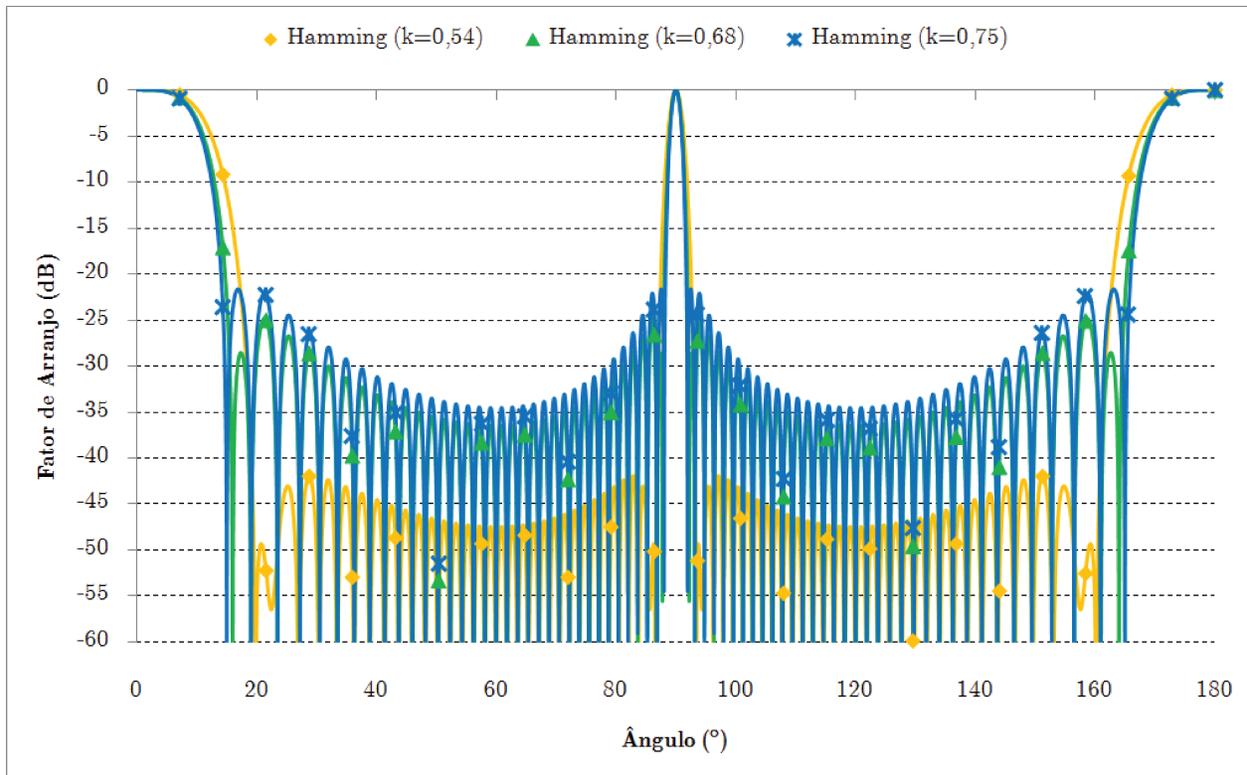


Figura V-6: Fator de arranjo para diferentes constantes de Hamming e $d = 1,0$ de 0° a 180° .

5.3) VARIAÇÃO DA DISTÂNCIA ENTRE OS ELEMENTOS DO ARRANJO:

Pode-se observar que há uma variação nos diagramas de radiação à medida que a distância d aumenta. Os lóbulos se tornam mais estreitos, o que parece um efeito bom porque direciona a radiação do campo pelo arranjo, tornando-o aparentemente mais diretivo, mas essa maior diretividade cria um efeito ruim, que pode ser visualizado nas Figura V-7 e Figura V-8, que comparam, para um $\kappa = 0,68$, diferentes distâncias entre os elementos. É possível notar, pela Figura V-7, que a largura de feixe diminui à medida que aumentamos a distância d e o nível do primeiro lóbulo secundário não sofre alteração, permanecendo, no caso, muito próximo de -30 dB. Observa-se, também, na Figura V-8, que o nível dos lóbulos laterais começa a aumentar à medida que se aproximam dos ângulos 0° e 90° . No caso extremo, a distância $d = 1$ cria um lóbulo em 0° e 90° com mesma intensidade do lóbulo principal. Desta forma, a diretividade da antena pode ser explicada uma vez que parte da energia está sendo direcionada a outro ângulo fora da faixa de interesse. Neste projeto, adotar-se-á a distribuição do tipo Hamming com constante $\kappa = 0,8$ e espaçamento $d = 0,8$.

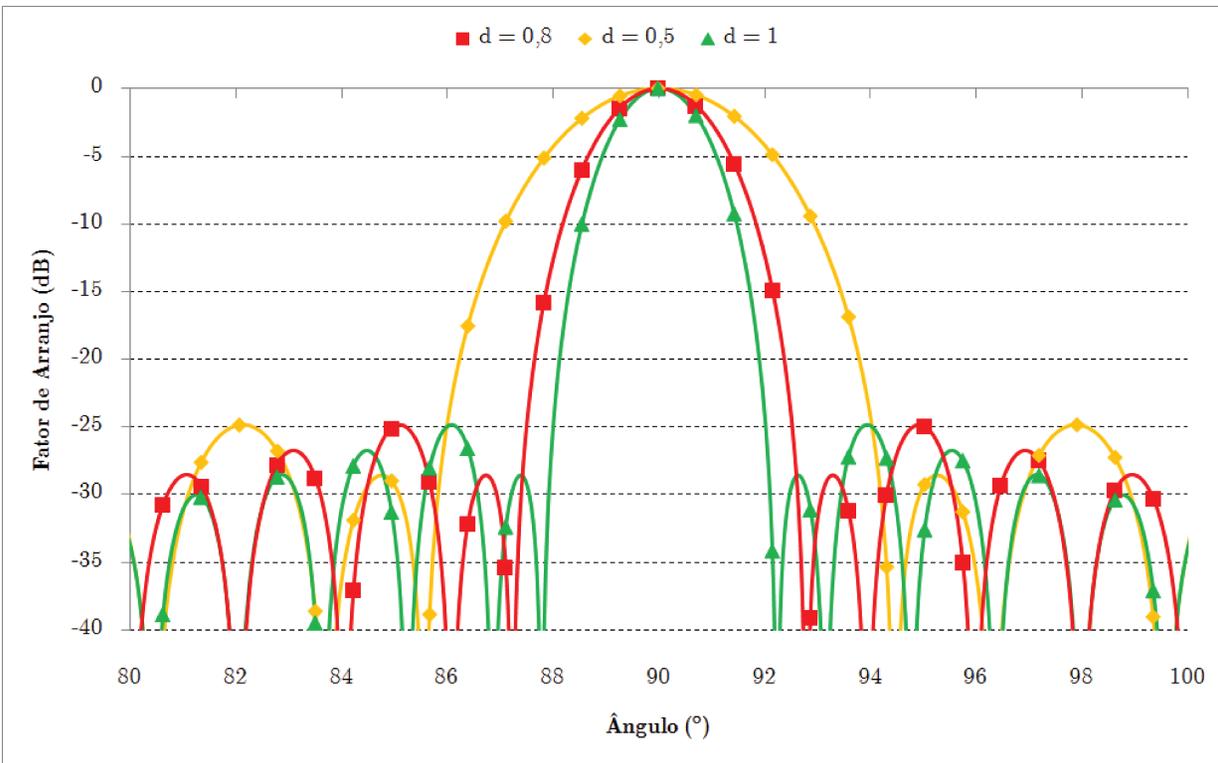


Figura V-7: Fator de arranjo para diferentes valores de distância d e constante de Hamming (0,68).

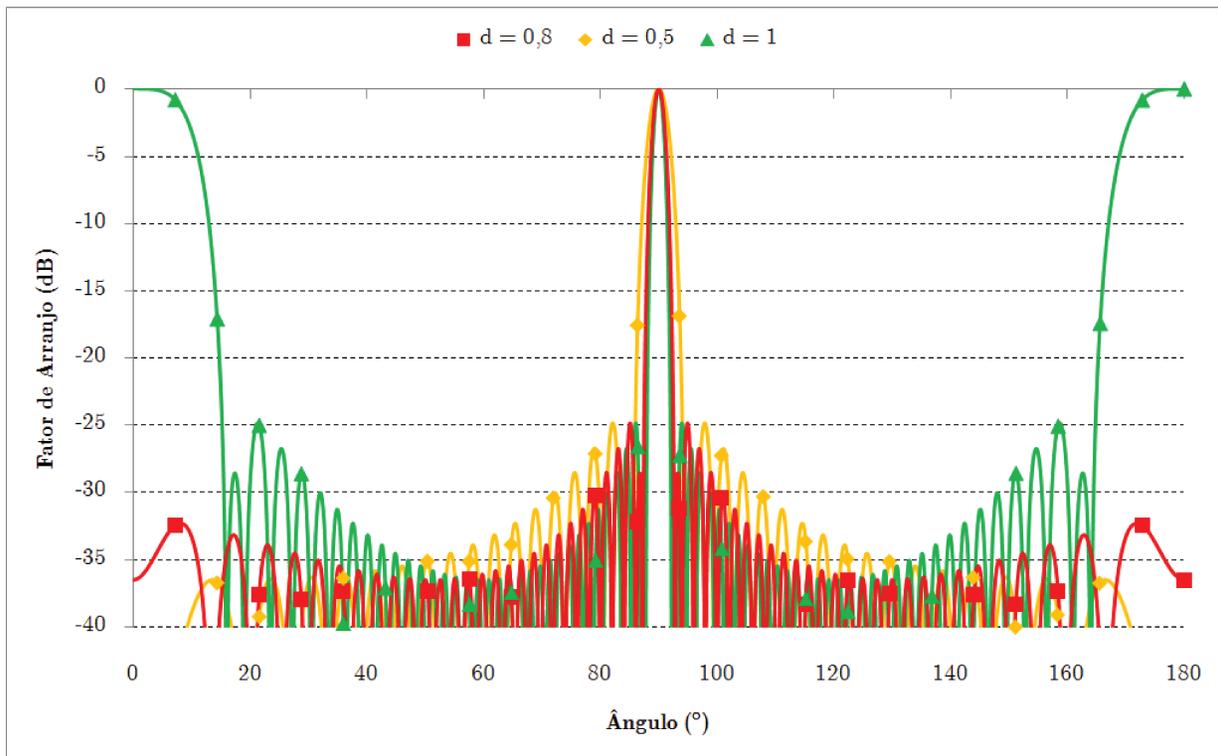


Figura V-8: Fator de arranjo para diferentes valores de distância d e constante de Hamming 0,68 de 0° a 180°.

CAPÍTULO VI:

PARTE 2: PROJETO DA LINHA DE FITA

"If you build it, he will come"

“Field of Dreams” (1989) – Phil Alden Robinson.

A segunda parte do projeto é a construção do sistema de distribuição de potência do arranjo. O dispositivo a ser utilizado é uma cadeia de divisores de potência (*power splitters*) baseados em linhas de fita. A partir de uma única via de alimentação, a potência é dividida entre os N elementos do arranjo seguindo o padrão de amplitudes e fases necessário a formar o diagrama de radiação desejado. Desta forma, à medida que o número N de elementos se torna maior, é cada vez mais imprescindível que o dispositivo possua baixas perdas e permita uma distribuição de potência de forma precisa. A linha de fita, portanto, se torna uma excelente opção. Esta permite, também, uma boa isolamento do sistema de potência para com o meio externo, evitando qualquer interferência que possa atrapalhar a distribuição da energia.

O sistema foi projetado a partir do uso de um simulador eletromagnético comercial, o CST Design Studio[®], e seus resultados foram confrontados com a teoria apresentada nos capítulos anteriores.

6.1) DISTRIBUIÇÃO DE POTÊNCIA SIMÉTRICA:

O arranjo proposto apresenta 36 elementos que devem ser alimentados com uma distribuição de potência do tipo Hamming. Cada um dos elementos, portanto, deve receber uma onda eletromagnética com uma determinada amplitude e fase.

Tratando-se da fase, foi estipulado, como pré-requisito do sistema, que esta se mantenha constante para todos os elementos do arranjo dentro da banda de interesse, que é $[0,9717;1,0283]$ [GHz/GHz] (em termos de frequência normalizada). Desta forma, é necessário fazer com que os campos percorram o mesmo comprimento elétrico até chegarem a cada um dos elementos do arranjo.

Em relação ao nível de potência, as amplitudes normalizadas de corrente (em termos do valor máximo) e sua respectiva potência normalizada (em termos da potência total) para cada elemento do arranjo são mostrados na Figura VI-1:

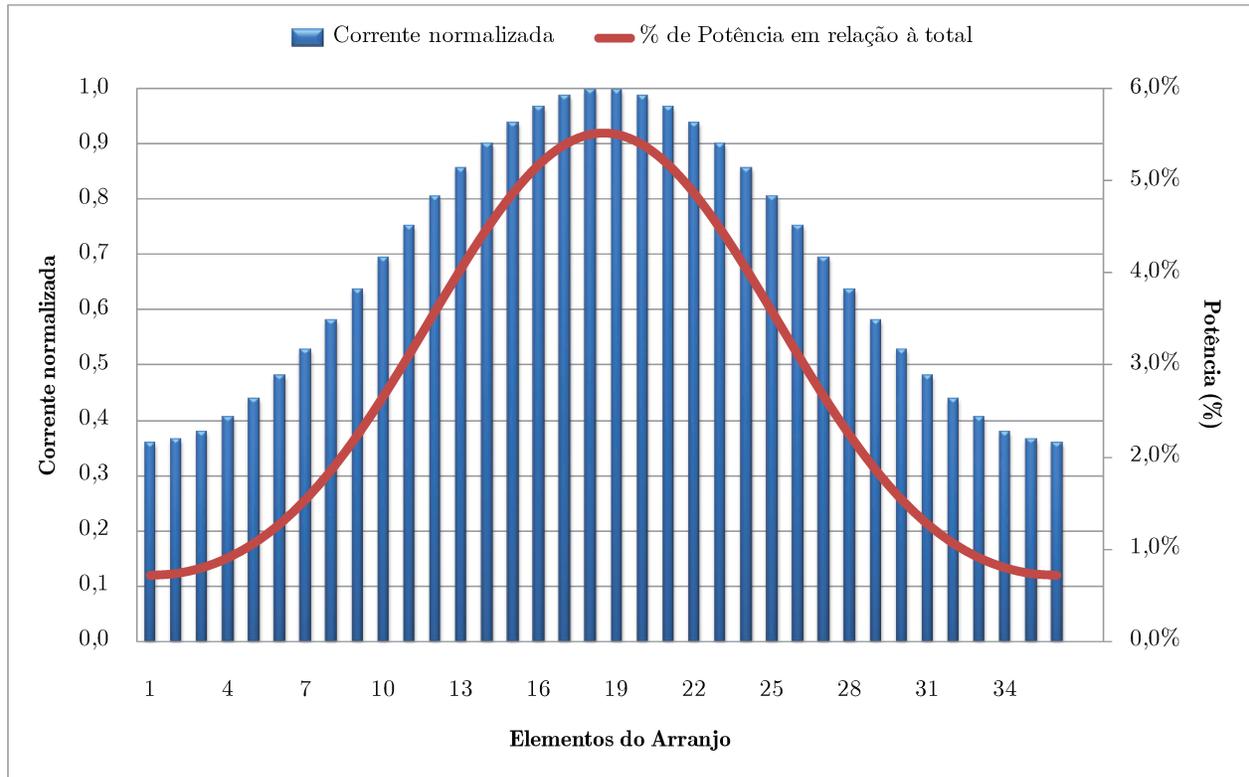


Figura VI-1: Distribuição de energia entre os 36 elementos do arranjo.

É possível observar que a distribuição de potência é simétrica em relação ao centro do arranjo, o que permite a construção de um sistema de distribuição também simétrico em relação ao centro.

6.2) COMPRIMENTO TOTAL DO SISTEMA:

A fim de estimar o comprimento total do arranjo, pode-se considerar, inicialmente, um conjunto de 3 elementos idênticos alinhados e separados por uma distância d , como mostrado na Figura VI-2.



Figura VI-2: Arranjo linear de 3 elementos.

O comprimento total deste conjunto pode ser dado por $(3 - 1) \times d = 2d$. De forma análoga, sabe-se que um arranjo linear com N elementos (N um número natural) tem seu comprimento total l dado pela expressão (5.1):

$$l = (N - 1)d \quad (5.1)$$

No caso do arranjo proposto, utilizar-se-ão 36 antenas separadas por uma distância de 80% do comprimento de onda (λ_c) da frequência central da banda de interesse (f_c). Desta forma, o comprimento total do arranjo é dado por:

$$l = (N - 1)d \Rightarrow l = (36 - 1) \times 0,80\lambda_c$$

$$l(\lambda_c) = 28\lambda_c \quad (5.2)$$

Haja vista o comprimento l ser uma função diretamente proporcional ao comprimento de onda do sistema, pode-se considerar que este possui um grande comprimento elétrico.

A fim de manter a simetria, facilitar a construção do sistema de distribuição de potência e minimizar a distância percorrida pelos campos eletromagnéticos (diminuindo, assim, a perda na linha de transmissão), assumir-se-á uma alimentação partindo do centro do sistema, como mostrado na Figura VI-3:

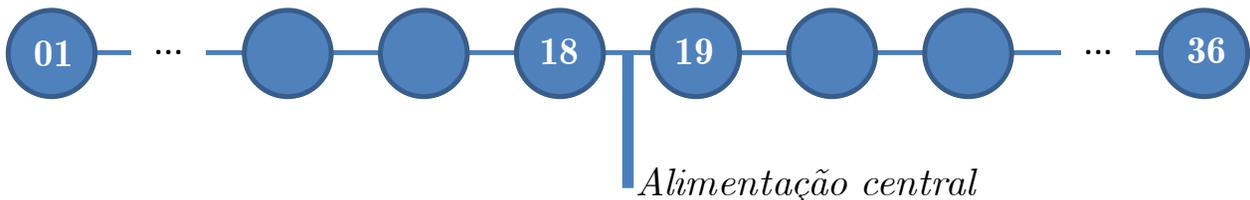


Figura VI-3: Arranjo linear de 36 elementos com alimentação central.

Neste ponto, pode-se perceber que a mínima distância a ser percorrida pelos campos eletromagnéticos é de $14\lambda_c$ (percurso entre o centro do arranjo até o elemento de número 1 ou 36).

6.3) LINHA DE FITA:

Inicialmente, estudar-se-á a linha de fita e suas principais características a partir dos parâmetros apresentados na Figura VI-4.

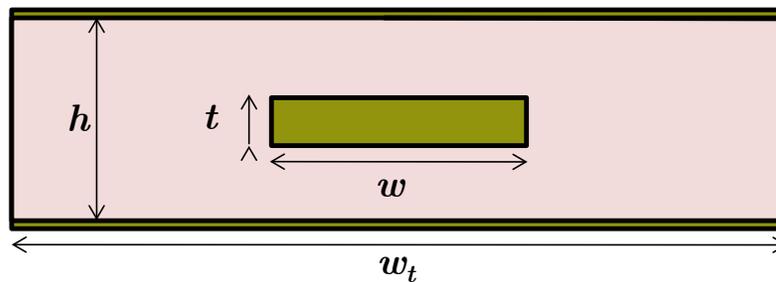


Figura VI-4: Estrutura básica de uma linha de fita – destaque para os parâmetros analisados durante o projeto: altura do substrato h , largura da fita w , espessura da fita t e largura total da linha de fita w_t .

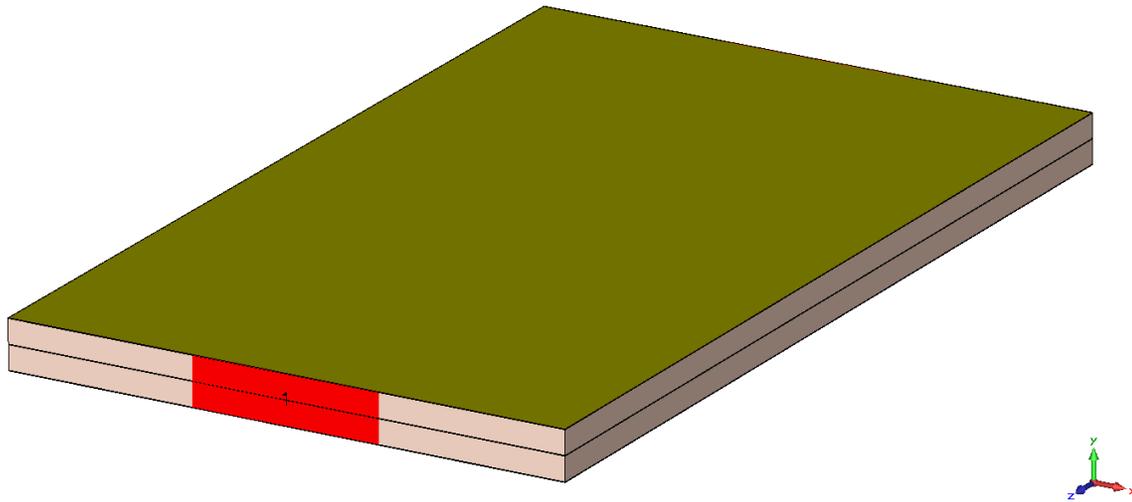
Como ponto de partida, a linha de fita terá, como parâmetros iniciais, a altura do substrato $h = 1,8197 \times 10^{-2} \lambda_c$, largura da fita $w = 7,9076 \times 10^{-3} \lambda_c$, espessura da fita $t = 2,4733 \times 10^{-4} \lambda_c$ e uma constante dielétrica $\epsilon_r = 4,3$.

O modelo do CST[®] a ser confrontado apresenta como condições de contorno condutores perfeitos (PEC) em todas as direções (ou seja, a estrutura é completamente envolta por PEC), largura $w_t = 0,212\lambda_c$ e largura de porta (*waveguide port*) igual a $9w$, como mostrado na Figura VI-5.

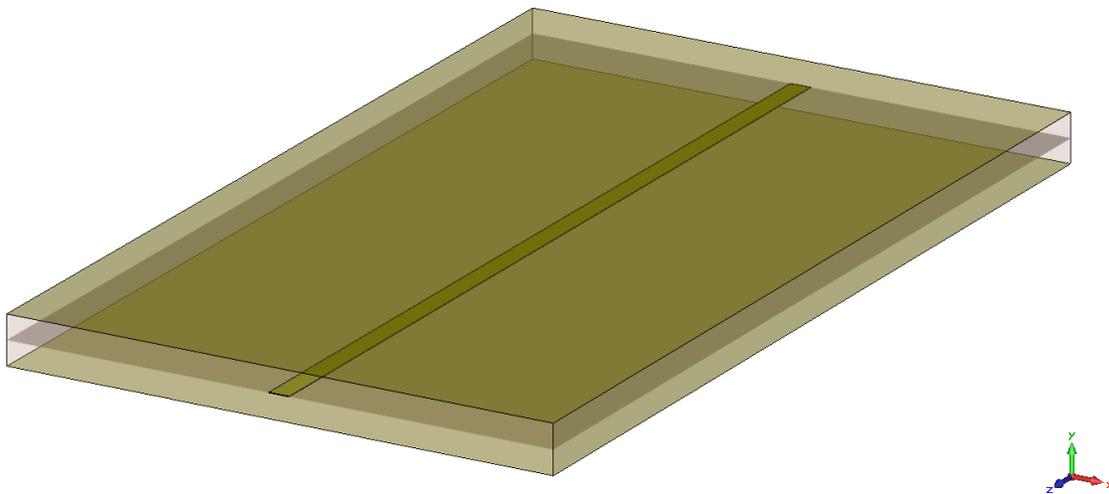
A *waveguide port* garante a propagação de uma onda de potência perfeitamente casada no ponto onde se localiza a porta (em termos de potência), de modo que não há reflexão de energia na região da porta.

Serão apresentados alguns parâmetros relevantes da linha de fita a seguir, como sua impedância característica, a influência da largura w_t no confinamento do campo na

fita condutora, os efeitos da tangente de perdas e da constante dielétrica e o modo de propagação.



(a)



(b)

Figura VI-5: (a) Vista externa da linha de fita com destaque para o plano-terra superior, formado por PEC, paralelo ao plano xz , e duas camadas de dielétrico. Destaque para a *waveguide port 1*, em vermelho. (b) Estrutura interna da linha de fita com destaque para a trilha.

6.3.1) Impedância Característica:

Efetuada o cálculo da impedância característica a partir das expressões (2.7) a (2.9), que levam em consideração a espessura t da fita, tem-se que:

$$\begin{aligned} C_f &= 1,7799 \times 10^{-11} [\text{F}] \\ Z_{01} &= 50,0528 [\Omega] \end{aligned} \tag{5.3}$$

Adotando a simplificação de espessura infinitesimal da trilha ($t = 0$), pode-se calcular a impedância característica a partir de (2.15) e (2.16):

$$Z_{02} = 51,9103 [\Omega] \tag{5.4}$$

A impedância característica calculada pelo CST[®] é dada por:

$$Z_{03} = 50,2445 [\Omega] \tag{5.5}$$

O erro relativo entre os três resultados a partir da expressão (5.6) é apresentado na Tabela VI-1.

$$Erro(A, B) = \frac{|A - B|}{B} \tag{5.6}$$

Tabela VI-1: Erro relativo entre diferentes métodos de cálculo de impedância relativa:

$Erro(\text{linha}, \text{coluna})$	Z_{01}	Z_{02}	Z_{03}
Z_{01}	0,00%	3,58%	0,38%
Z_{02}	3,71%	0,00%	3,32%
Z_{03}	0,38%	3,21%	0,00%

Pode-se observar que o erro relativo entre a impedância característica calculada pela sua expressão mais precisa – expressão (2.7) – e pelo software apresentam erro inferior a 1%, o que infere um bom grau de confiança ao método de simulação utilizado.

6.3.2) Largura w_t da Linha de Fita:

Neste ponto, analisar-se-á a influência da largura da linha de fita ($w_t = n\lambda_c$) na transmissão do circuito. Fazendo variar o parâmetro n , analisar-se-á a potência transmitida numa linha de fita de comprimento $l = 4\lambda_c$, $\varepsilon_r = 4,3$ e $\tan \delta = 2,5 \times 10^{-2}$. Os resultados obtidos são mostrados na Figura VI-6.

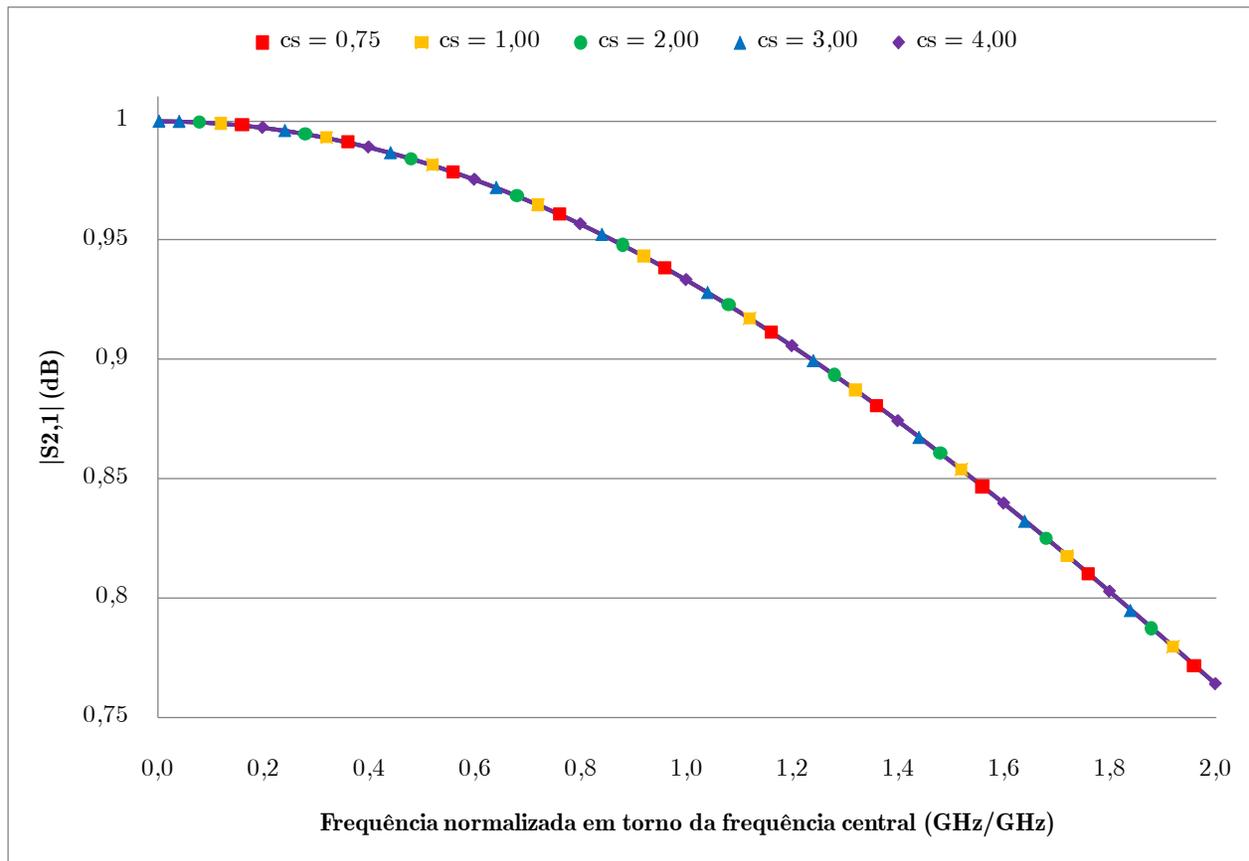


Figura VI-6: Diferentes valores da potência transmitida em função da frequência para diferentes larguras, em comprimento de onda, da linha de fita.

Pode-se observar, portanto, que as curvas coincidem entre si, de modo que não há variação na potência transmitida mesmo que haja mudança na largura da linha de fita, ou seja, a potência transmitida é a mesma para todas as larguras analisadas. Desta forma, consegue-se um confinamento de campo bastante eficaz e a estrutura da linha de fita pode ser feita bastante reduzida se comparada ao comprimento de onda da frequência de operação.

6.3.3) Efeito da Tangente de perdas e da Constante Dielétrica Relativa:

Analisar-se-á o efeito da tangente de perdas na transmissão para 2 valores de constante dielétrica numa linha de fita de comprimentos $l = 6\lambda_c$. Os dados foram obtidos para 31.000 amostras entre as frequências 0 e $2f_c$.

Pode-se observar na Figura VI-7 o efeito na transmissão para cinco diferentes valores de tangente de perdas – incluindo uma linha sem perdas ($\tan \delta = 0$) – para uma linha de fita com constante dielétrica relativa igual a 1. Pode-se notar, portanto, que, para um comprimento $l = 6\lambda_c$, a tangente de perdas igual a 0,1 é um fator que inviabiliza o funcionamento da linha de fita. Para comprimentos maiores, a transmissão também se torna bastante difícil para $\tan \delta = 0,01$. A Figura VI-8 apresenta a variação da transmissão até o dobro da frequência central f_c .

Na Figura VI-9, pode-se observar a variação na transmissão para diferentes valores de tangente de perdas para uma linha com constante dielétrica relativa igual a 5. Pode-se observar que as perdas se tornam ainda mais expressivas, haja vista o campo estar mais confinado no dielétrico, causando um efeito maior da tangente de perdas no campo e, conseqüentemente, uma maior atenuação. A Figura VI-10 mostra a variação na transmissão até o dobro da frequência central f_c .

As Figura VI-11 e Figura VI-12 mostram, de forma mais detalhada, os 3 melhores valores de tangente de perdas ($\tan \delta = 0$; $\tan \delta = 1 \times 10^{-4}$; $\tan \delta = 1 \times 10^{-3}$) para as duas constantes dielétricas analisadas ($\epsilon_r = 1$ e $\epsilon_r = 5$, respectivamente). Comparando as duas figuras, é possível notar que, mesmo para valores mais baixos de tangente de perdas, o efeito observado na comparação entre a atenuação para uma mesma tangente de perdas e diferentes constantes dielétricas é o de que quanto maior a constante dielétrica, maior será a atenuação na linha. As Figura VI-13 e Figura VI-14 mostram o efeito da atenuação numa linha de fita de comprimento $l = 6\lambda_c$ e tangente de perdas $\tan \delta = 1 \times 10^{-3}$ e $\tan \delta = 1 \times 10^{-4}$, respectivamente, para diferentes valores de constante dielétrica, numa banda de $[0,9f_c; 1,1f_c]$. O mesmo pode ser observado nas Figura VI-15 e Figura VI-16 para tangente de perdas $\tan \delta = 1 \times 10^{-3}$ e $\tan \delta = 1 \times 10^{-4}$, respectivamente, dentro de uma banda igual a $[0_c; 2f_c]$.

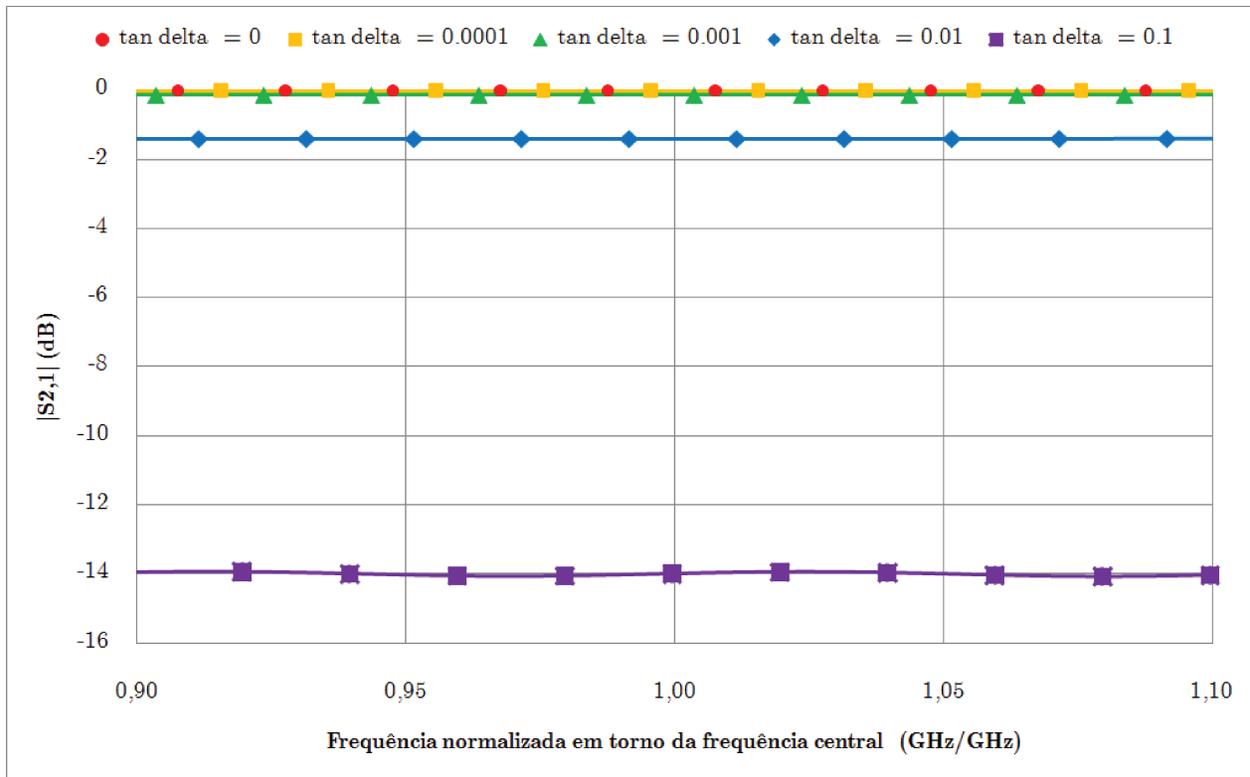


Figura VI-7: Variação da tangente de perdas numa linha de fita para constante dielétrica igual a 1,0.

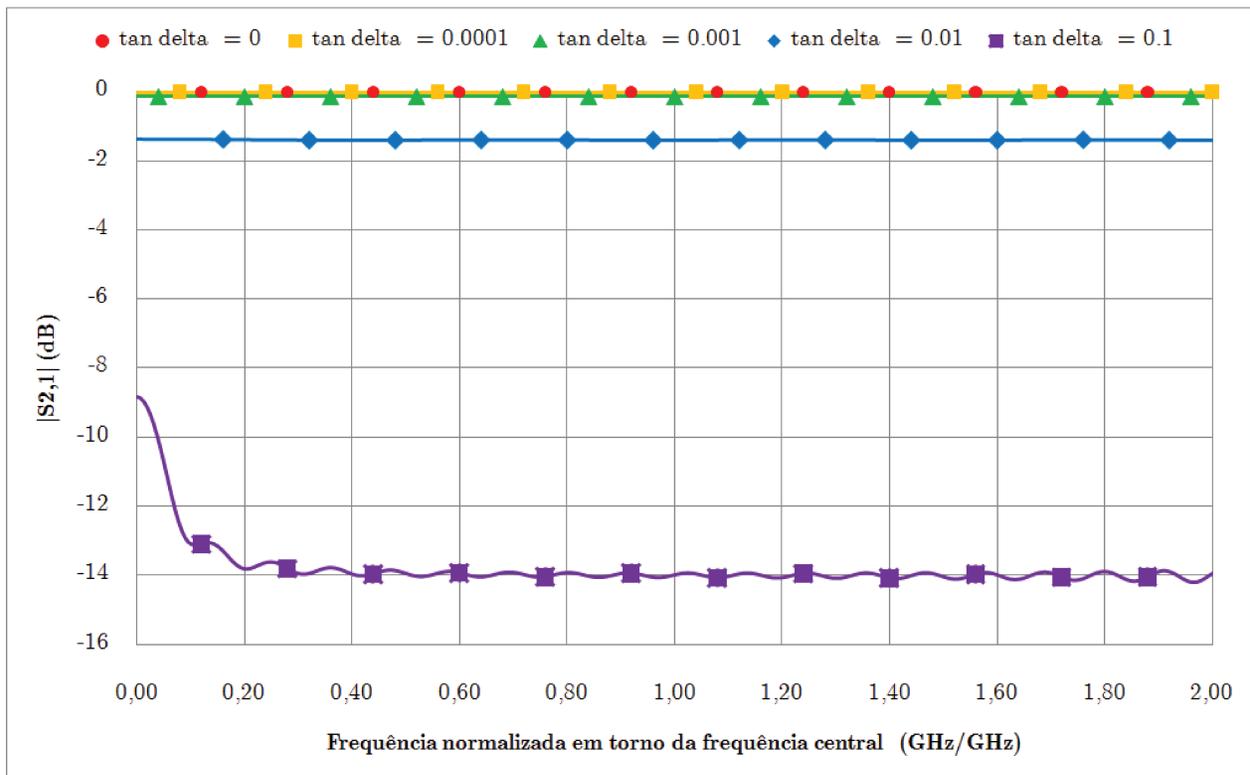


Figura VI-8: Variação da tangente de perdas numa linha de fita para constante dielétrica igual a 1,0 de 0 a $2f_c$.

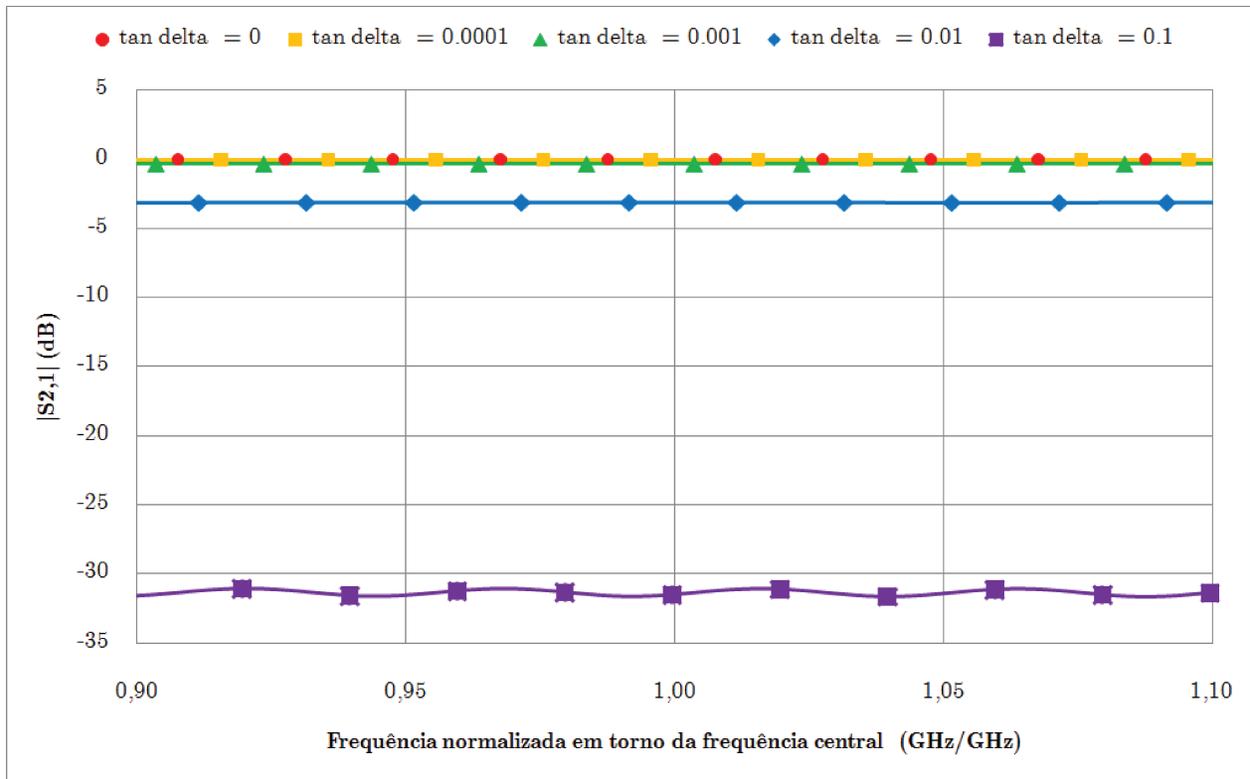


Figura VI-9: Variação da tangente de perdas numa linha de fita para constante dielétrica igual a 5,0.

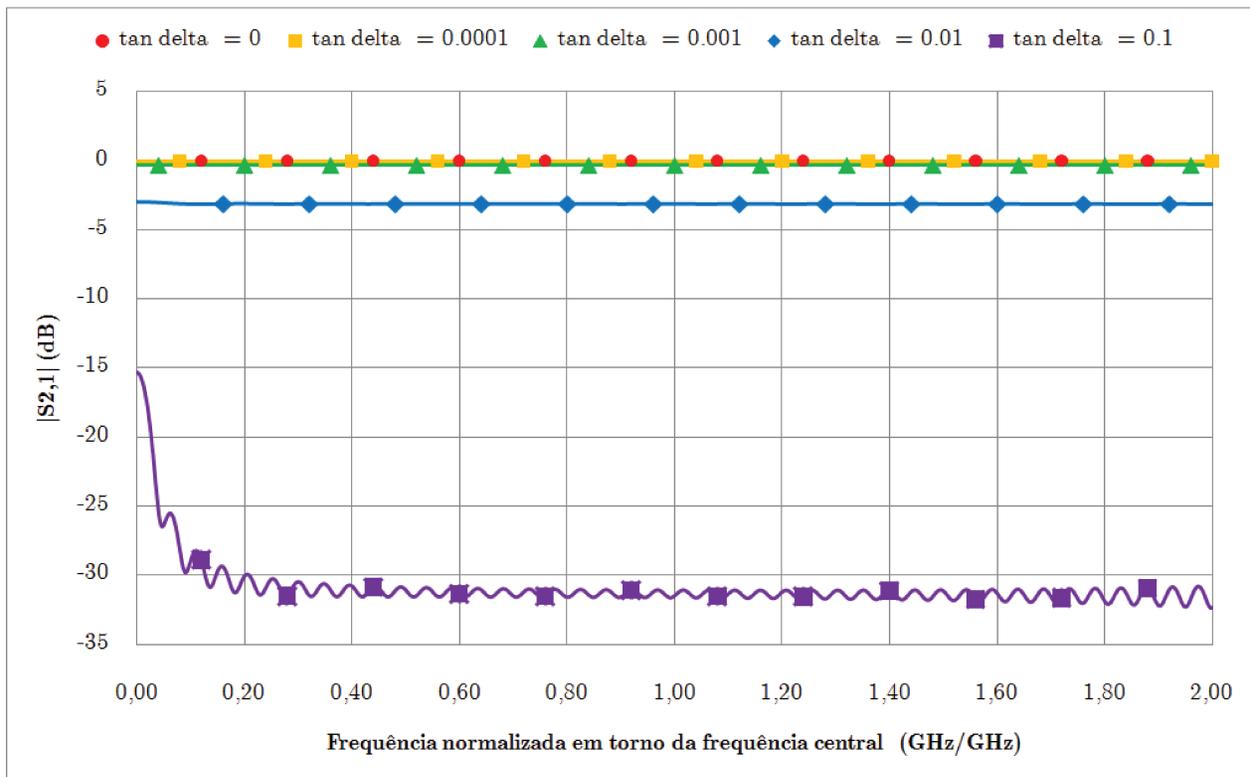


Figura VI-10: Variação da tangente de perdas numa linha de fita para constante dielétrica igual a 5,0 de 0 a $2f_c$.

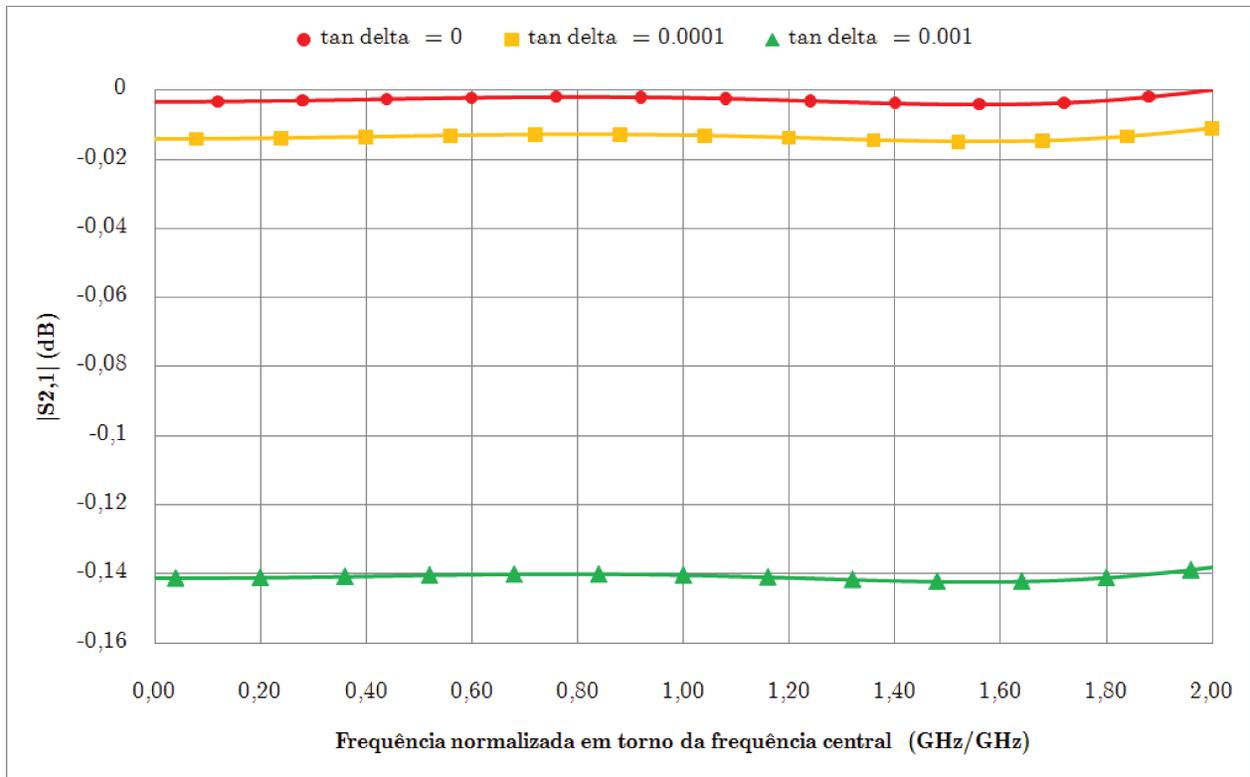


Figura VI-11: Os três melhores valores de tangente de perdas analisados para constante dielétrica igual a 1,0.

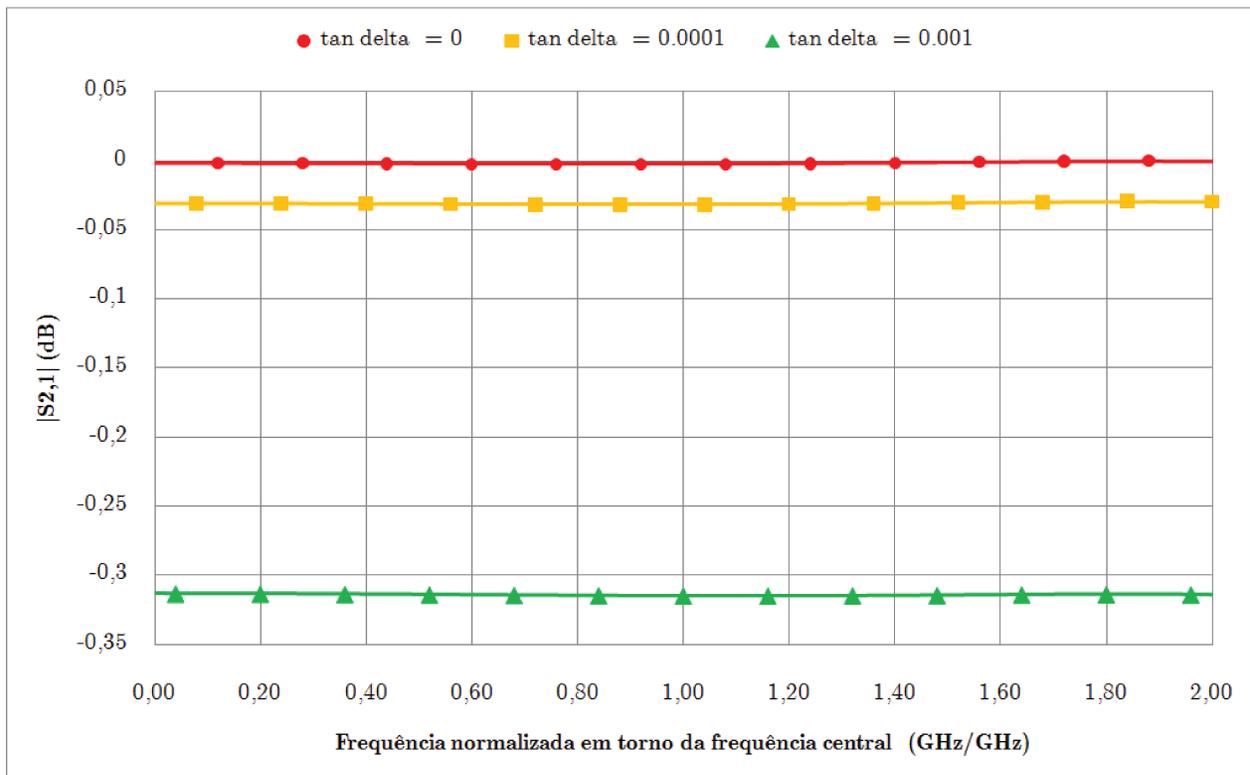


Figura VI-12: Os três melhores valores de tangente de perdas analisados para constante dielétrica igual a 5,0.

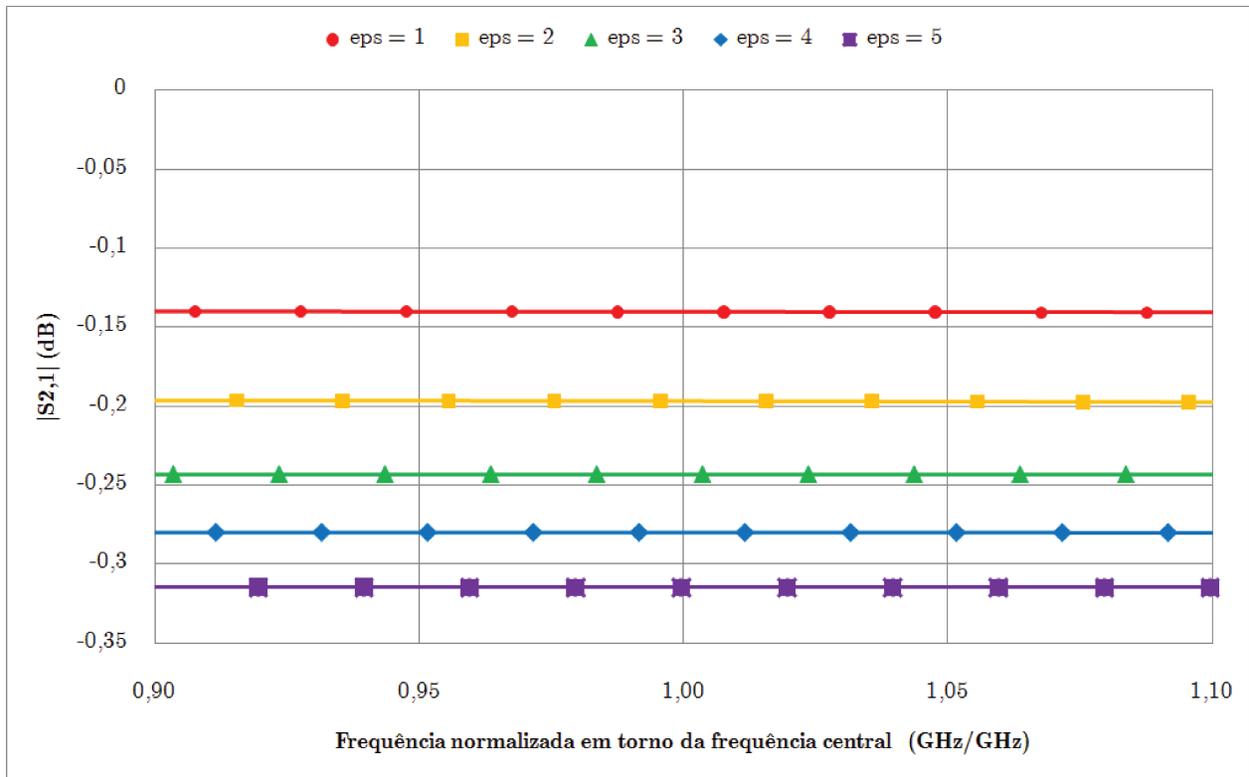


Figura VI-13: Transmissão em função da frequência para tangente de perdas igual a 0,001.

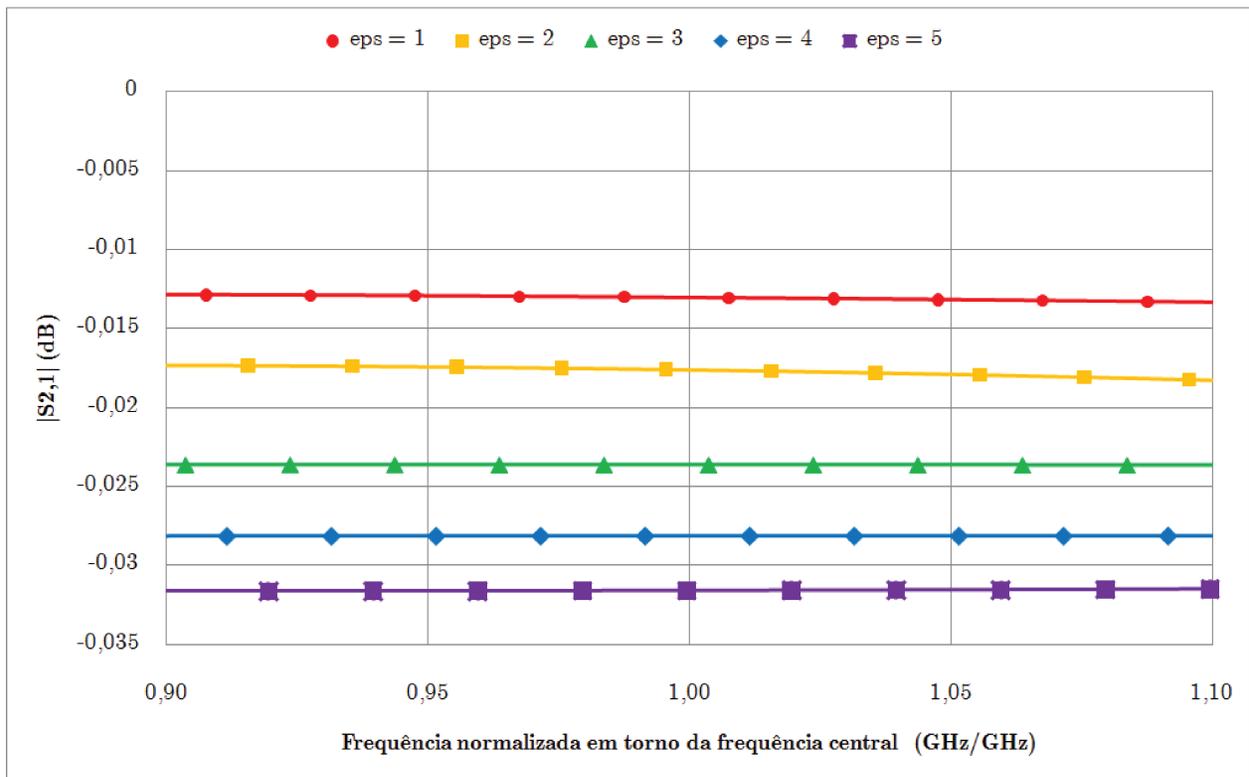


Figura VI-14: Transmissão em função da frequência para tangente de perdas igual a 0,0001.

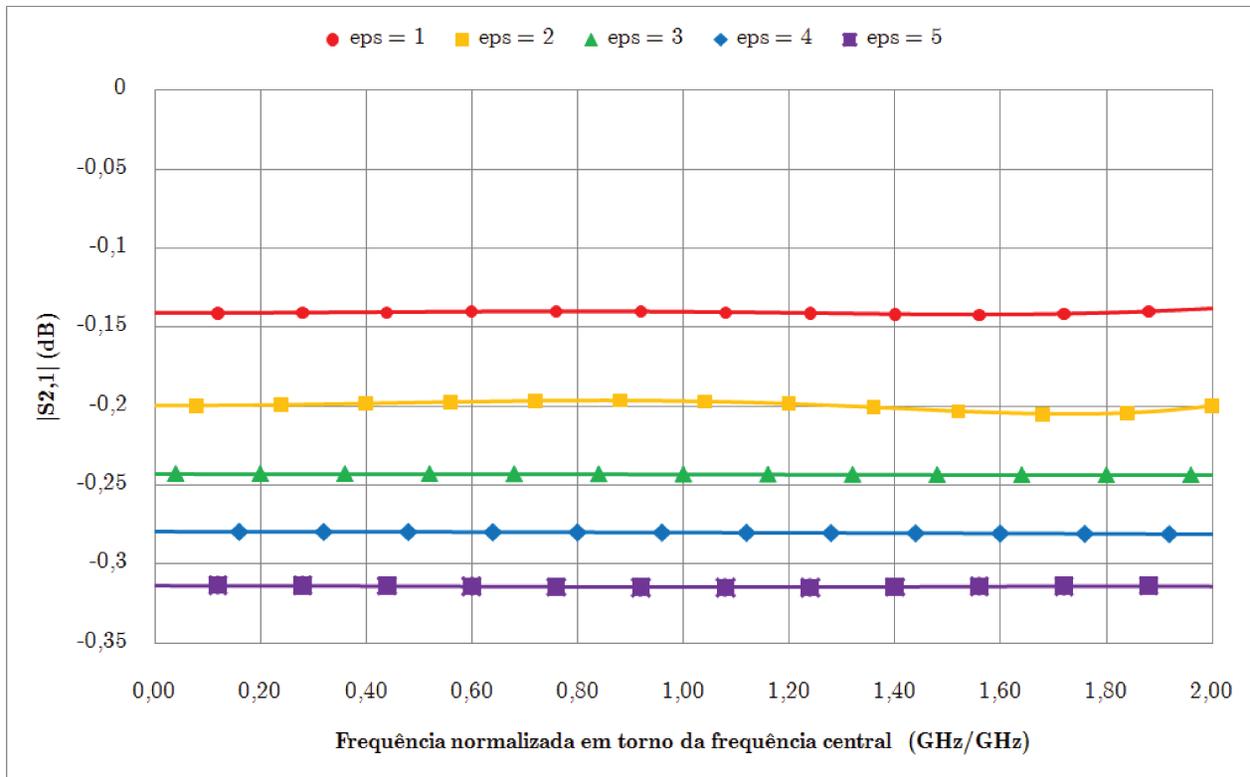


Figura VI-15: Transmissão em função da frequência para tangente de perdas igual a 0,001 de 0 a $2f_c$.

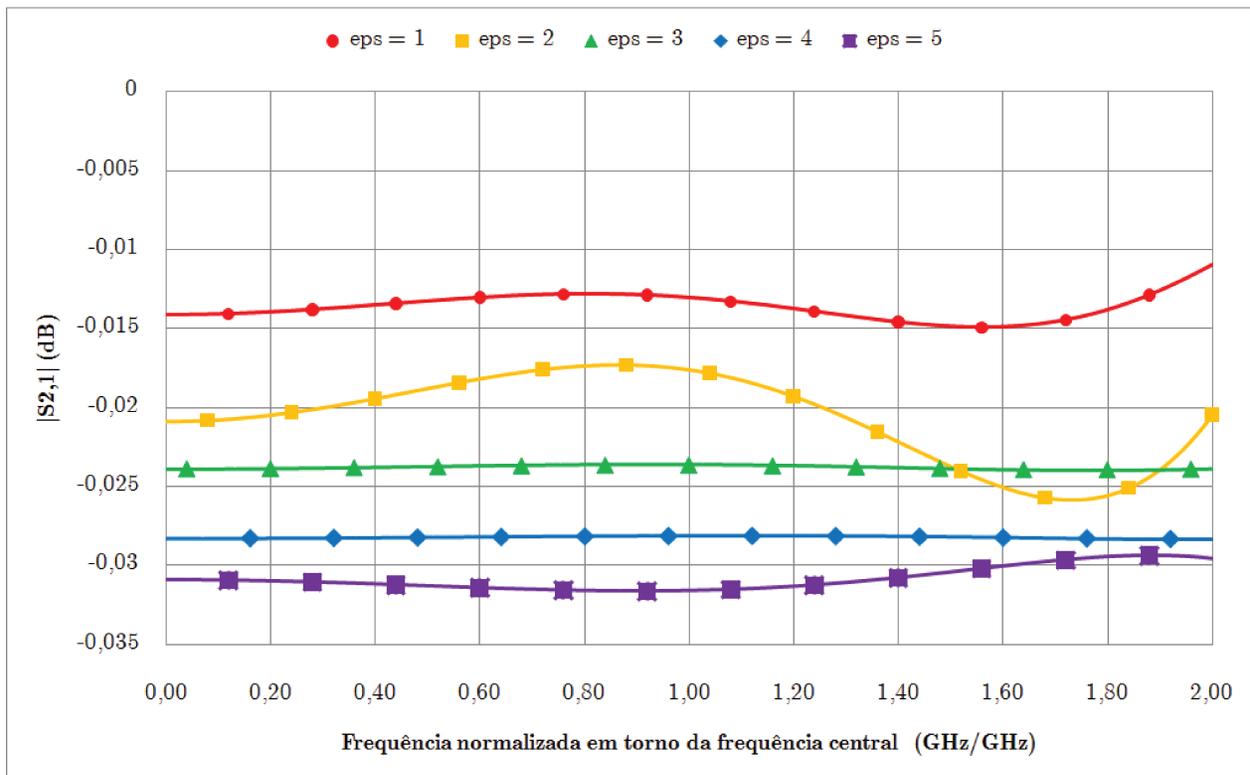


Figura VI-16: Transmissão em função da frequência para tangente de perdas igual a 0,0001 de 0 a $2f_c$.

As curvas para $\tan \delta = 0,1$ nas Figura VI-7, Figura VI-8, Figura VI-9 e Figura VI-10 apresentam oscilação que não pode ser observada nas demais curvas (para diferentes valores da tangente de perdas). Isso ocorre porque foram mantidas as mesmas condições de simulação para todas as curvas (condições de contorno e parâmetros de malha) Uma vez que para $\tan \delta = 0,1$ a linha possui perdas bastante significativas, é necessário uma malha muito mais precisa, faltou precisão numérica no resultado, mas ainda foi mantida a exatidão.

É possível notar que, para um comprimento de linha de fita bastante inferior ao que é necessário neste projeto e para $\tan \delta = 1 \times 10^{-3}$, a atenuação é bastante significativa mesmo para $\varepsilon_r = 1$. Desta forma, a utilização de um material cuja tangente de perdas seja bastante reduzida é a melhor escolha. De maneira ideal, a melhor escolha seria um dielétrico com perdas tão baixas quanto às do ar. Contudo, não parece uma solução fisicamente viável manter fitas condutoras sem apoio físico numa estrutura como a linha de fita. Uma boa opção também seria o poliestireno ($\varepsilon_r \cong 2,3$ e $\delta \cong 2 \times 10^{-4}$), um polímero normalmente derivado do petróleo. Felizmente, é possível unir as duas opções a partir da forma mais conhecida do poliestireno (PS), que é o Poliestireno Expandido (EPS), comercialmente conhecido como Isopor[®]. Sabe-se que o EPS é sólido à temperatura ambiente. Apesar de sua característica dura e quebradiça, a utilização do EPS como dielétrico na linha de fita seria para garantir uma sustentação física à linha condutora e para manter uma baixa perda no dielétrico. Devido à sua baixa densidade, o EPS ainda apresenta uma vantagem de reduzir o peso do sistema. É possível estimar analiticamente a constante dielétrica do isopor a partir da Equação de Clausius-Mossoti modificada por Richard Feynman [19] (expressão (5.7)) para materiais não-gasosos:

$$\mathcal{N}\alpha = 3 \frac{n_r^2 - 1}{n_r^2 + 2} \quad (5.7)$$

Tal que:

- \mathcal{N} é o número de partículas por unidade de volume;
- α é a polarizabilidade atômica;
- n_r é o índice de refração.

Sabe-se que o poliestireno possui constante dielétrica $\varepsilon_{r,PS}$, na banda L (IEEE), igual a 2,56, tangente de perdas reduzida ($\tan \delta_{PS} = 5 \times 10^{-5}$) [20] e densidade volumétrica (ρ_{PS}) igual a 1,05 g/cm³ [21]. Para o EPS, sabe-se que sua densidade volumétrica (ρ_{EPS}) pode variar de 0,016 a 0,64 g/cm³ [22]. A partir dos dados do poliestireno, é possível calcular analiticamente a constante dielétrica para o EPS considerando que tanto o EPS quanto o PS possuem a mesma polarizabilidade:

$$\alpha = \frac{3(n_{r,EPS}^2 - 1)}{\mathcal{N}_{EPS}(n_{r,EPS}^2 + 2)} = \frac{3(n_{r,PS}^2 - 1)}{\mathcal{N}_{PS}(n_{r,PS}^2 + 2)} \quad (5.8)$$

$$n_r^2 = \varepsilon_r \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} \frac{3(\varepsilon_{r,EPS} - 1)}{\mathcal{N}_{EPS}(\varepsilon_{r,EPS} + 2)} &= \frac{3(\varepsilon_{r,PS} - 1)}{\mathcal{N}_{PS}(\varepsilon_{r,PS} + 2)} \\ (\varepsilon_{r,EPS} - 1)(\varepsilon_{r,PS} + 2) &= (\varepsilon_{r,PS} - 1)(\varepsilon_{r,EPS} + 2) \frac{\mathcal{N}_{EPS}}{\mathcal{N}_{PS}} \\ (\varepsilon_{r,EPS} - 1)(\varepsilon_{r,PS} + 2) &= (\varepsilon_{r,PS} - 1)(\varepsilon_{r,EPS} + 2) \frac{\rho_{EPS}}{\rho_{PS}} \\ \varepsilon_{r,EPS}\varepsilon_{r,PS} + 2\varepsilon_{r,EPS} - \varepsilon_{r,PS} - 2 &= (\varepsilon_{r,EPS}\varepsilon_{r,PS} + 2\varepsilon_{r,PS} - \varepsilon_{r,EPS} - 2) \frac{\rho_{EPS}}{\rho_{PS}} \\ \varepsilon_{r,EPS} &= \frac{\varepsilon_{r,PS} + 2 + 2\varepsilon_{r,PS} \frac{\rho_{EPS}}{\rho_{PS}} - 2 \frac{\rho_{EPS}}{\rho_{PS}}}{\varepsilon_{r,PS} + 2 - \frac{\rho_{EPS}}{\rho_{PS}}\varepsilon_{r,PS} + \frac{\rho_{EPS}}{\rho_{PS}}} \quad (5.10) \end{aligned}$$

A Figura VI-17 mostra a variação da constante dielétrica calculada para o EPS em função da densidade volumétrica do EPS. O valor encontrado na literatura [20] para a constante dielétrica do EPS é de 1,03, e para sua tangente de perdas, 1×10^{-4} , que são perfeitamente coerentes com os valores encontrados pela expressão (5.10). Os valores mínimo e máximo mostrados para $\varepsilon_{r,EPS}$ são:

$$\left(\varepsilon_{r, \text{EPS}}\right)_{\min} = 1,0157 \quad (5.11)$$

$$\left(\varepsilon_{r, \text{EPS}}\right)_{\max} = 1,7903 \quad (5.12)$$

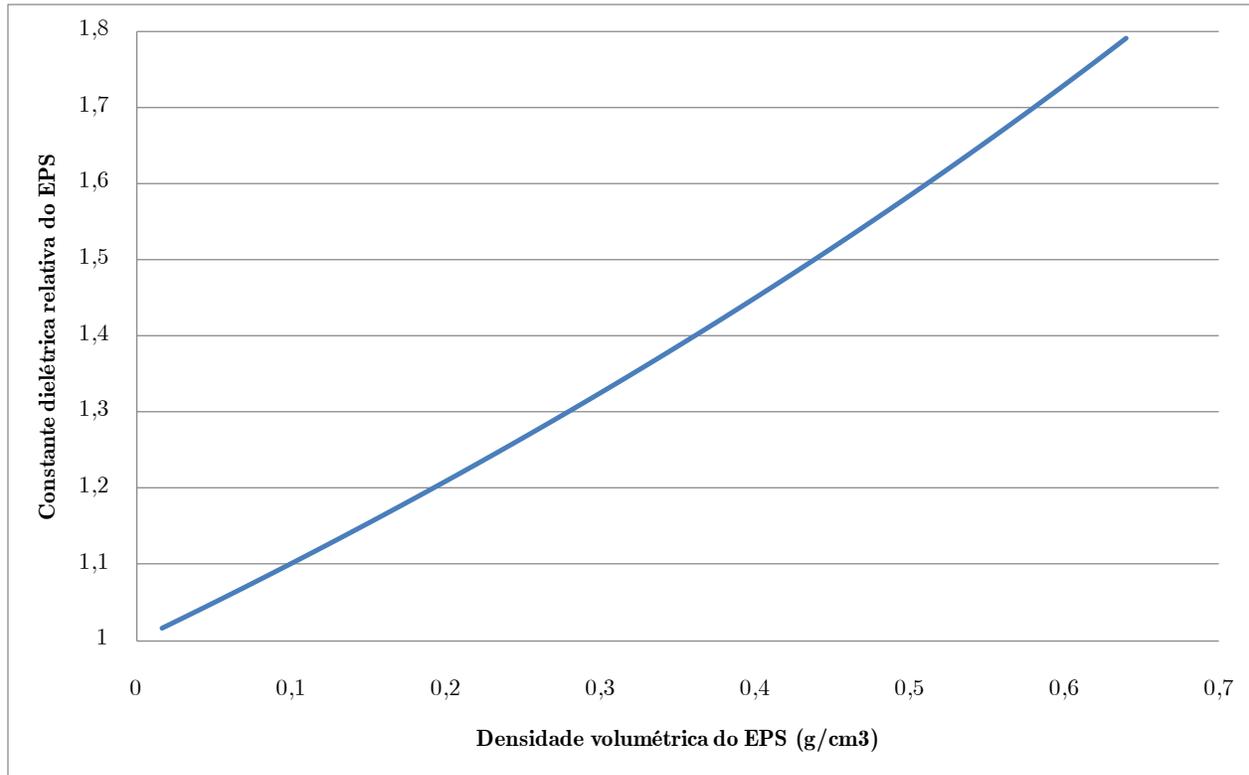


Figura VI-17: Estimativa teórica da constante dielétrica do EPS com base na equação modificada de Clausius-Mossoti em função da densidade volumétrica do EPS.

Desta forma, a partir deste ponto, trabalhar-se-á com uma linha de fita com substrato de EPS ($\varepsilon_{r, \text{EPS}} = 1,03$; $\tan \delta = 1 \times 10^{-4}$), altura $h = 3,7100 \times 10^{-2} \lambda_c$, largura da fita $w = 2,5440 \times 10^{-2} \lambda_c$ e espessura da fita $t = 1,7666 \times 10^{-3} \lambda_c$, que equivale a uma impedância característica igual a $75[\Omega]$.

6.3.4) Modo TEM:

Através do software CST, é possível observar a distribuição do campo elétrico na linha de fita.

A Figura VI-18 mostra o módulo do campo elétrico no comprimento da linha de fita ($l = 4\lambda_c$) num determinado instante de tempo. É possível observar que o campo se

encontra bem confinado próximo à fita condutora. Uma vez que a Figura VI-18 mostra um corte no plano xz que contém a fita, não é possível observar a amplitude máxima do campo no centro da estrutura. Esse efeito pode ser observado na Figura VI-19, que mostra a mesma distribuição de campo elétrico num plano xz superior ao mostrado na Figura VI-18. A Figura VI-20 mostra a distribuição de amplitude do campo elétrico num corte transversal na linha de fita.

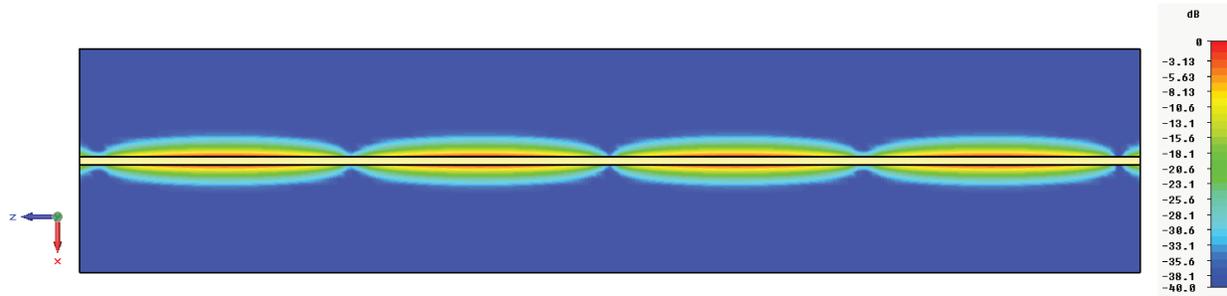


Figura VI-18: Visão superior da distribuição de campo (modo TEM) numa linha de fita em toda sua extensão – corte feito no plano que contém a linha de fita.

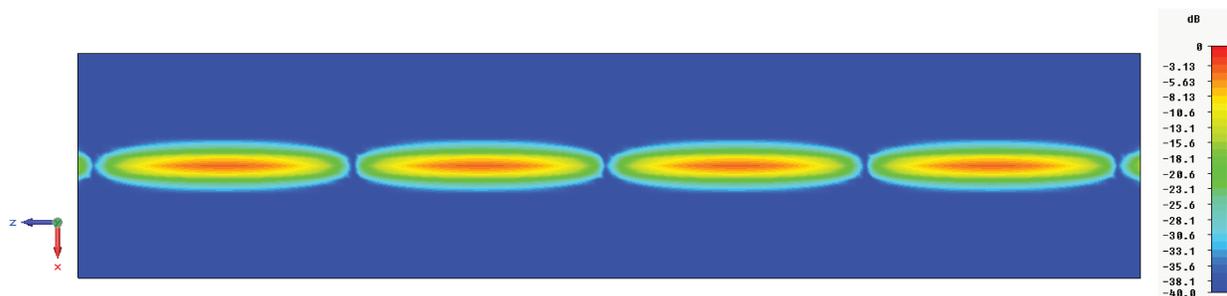


Figura VI-19: Visão superior da distribuição de campo (modo TEM) numa linha de fita em toda sua extensão – corte feito num plano acima da linha de fita.

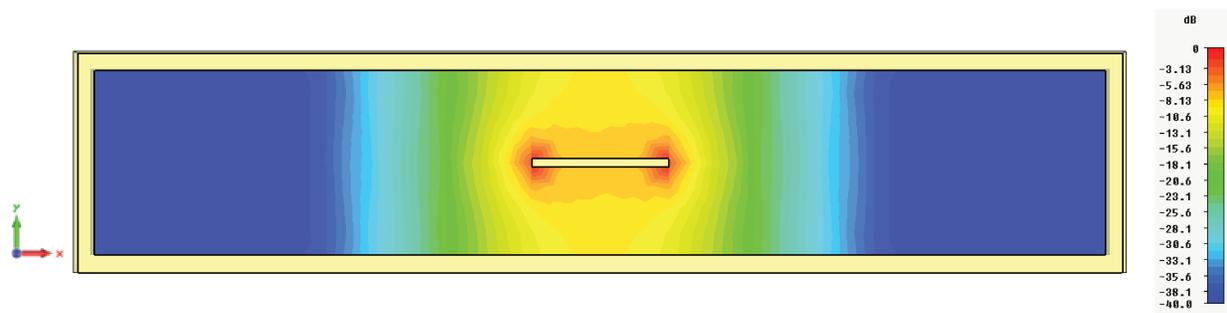
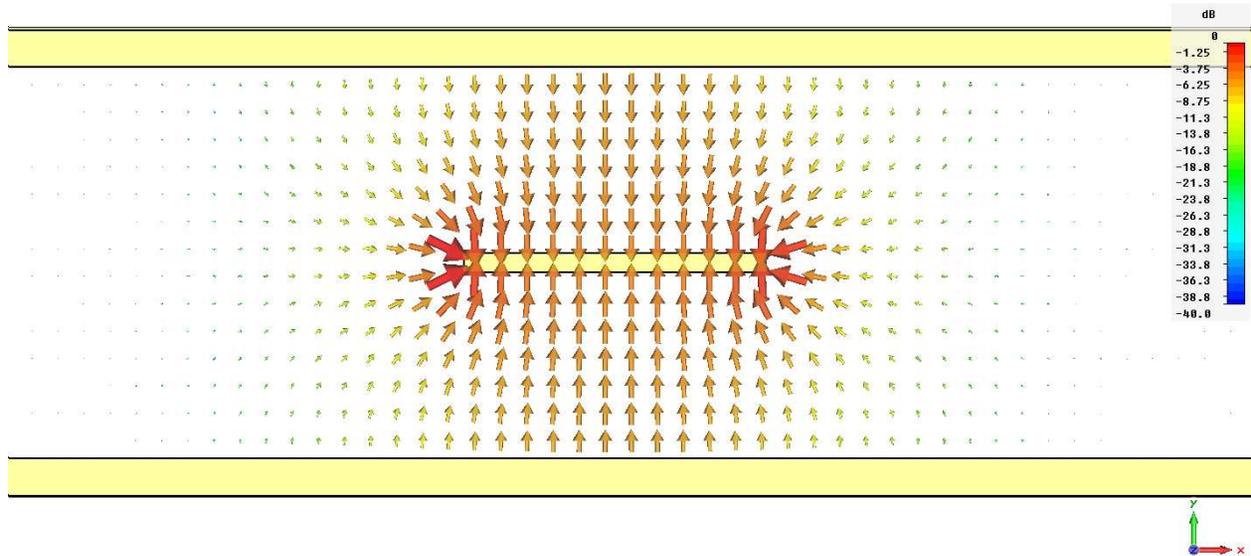


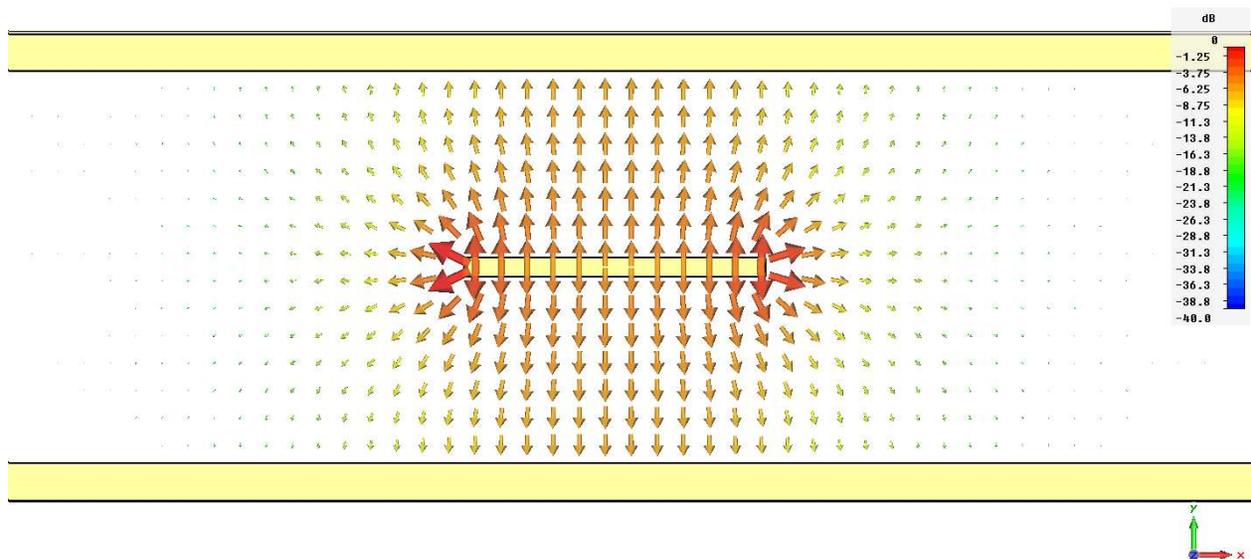
Figura VI-20: Distribuição de campo no modo TEM no plano xy .

A Figura VI-21 apresenta as linhas de campo do campo elétrico operando na frequência central da banda estudada num plano xy . Pode-se observar linhas de campo

características do modo TEM, ou seja, direcionadas do plano-terra superior (e inferior) à fita condutora no centro da linha de fita. De forma análoga, a Figura VI-22 apresenta as linhas de campo do campo magnético operando na frequência central da banda estudada num plano xy . Estas são ortogonais às linhas observadas na Figura VI-21, circundando, portanto, a fita condutora.

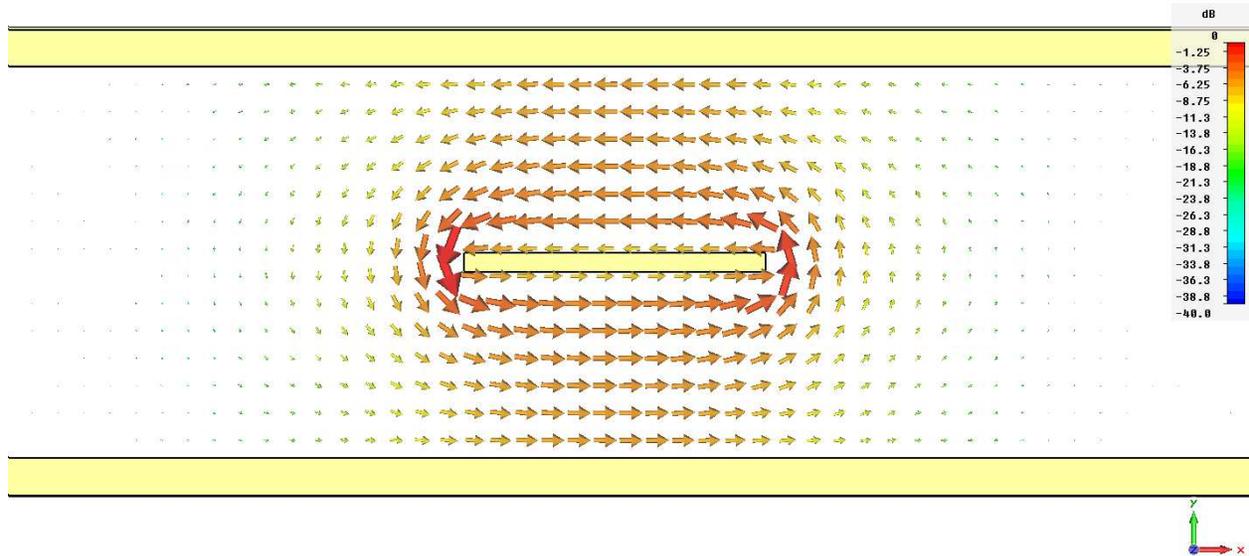


(a)

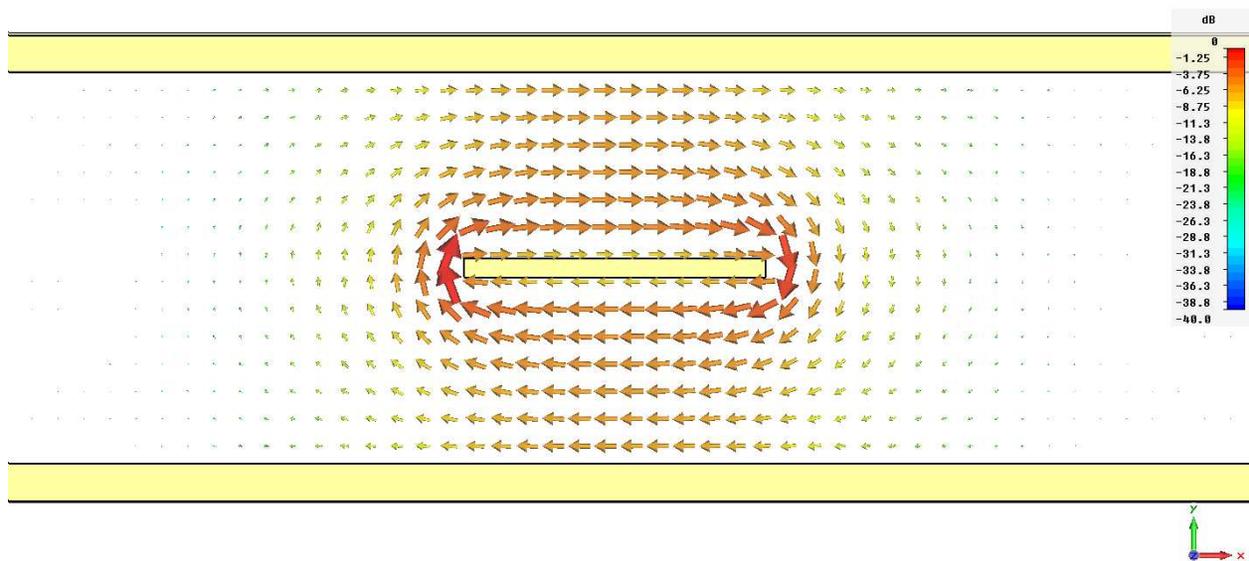


(b)

Figura VI-21: Linhas de campo do campo elétrico no modo TEM para a frequência central da banda analisada para (a) $t = 0$ e (b) $t = T/2$.



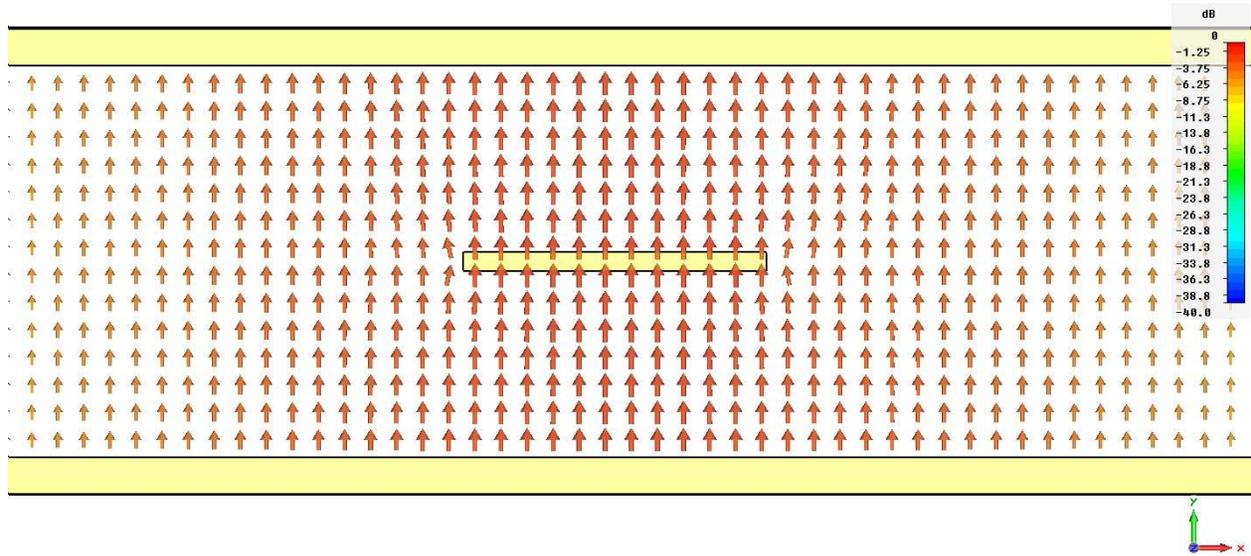
(a)



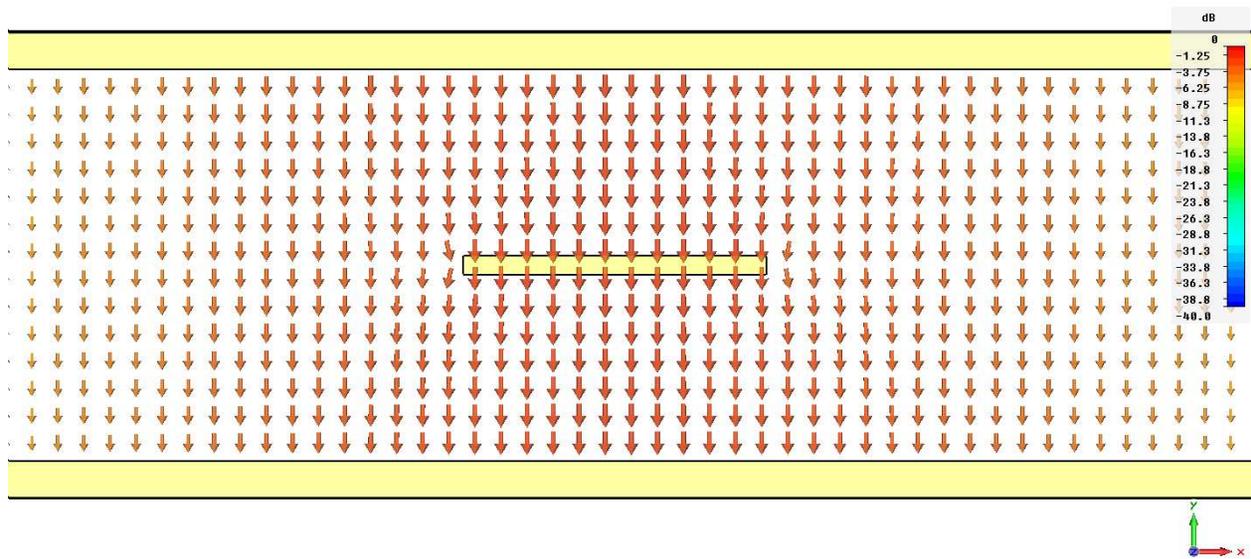
(b)

Figura VI-22: Linhas de campo do campo magnético no modo TEM para a frequência central da banda analisada para (a) $t = 0$ e (b) $t = T/2$.

É importante garantir que a linha de fita não apresente outros modos além do fundamental. Desta forma, é preciso calcular a frequência de corte dos modos superiores que podem ser excitados, e trabalhar abaixo desta frequência. As Figura VI-23 e Figura VI-24 mostram, respectivamente, os campos elétrico e magnético para o modo TE imediatamente superior ao modo TEM em operação.

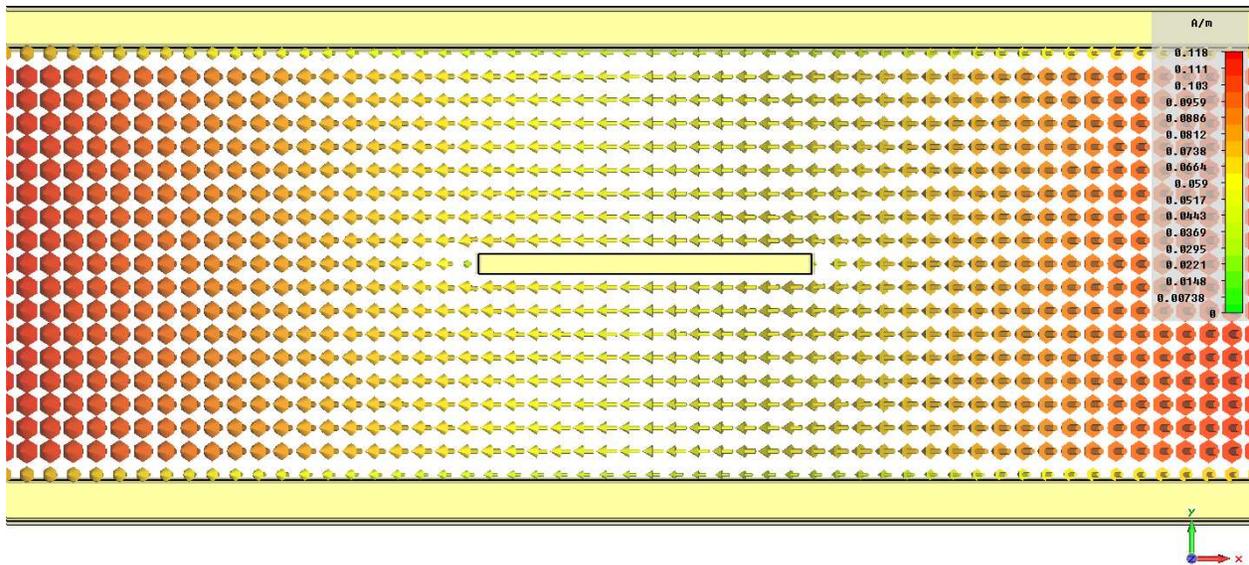


(a)

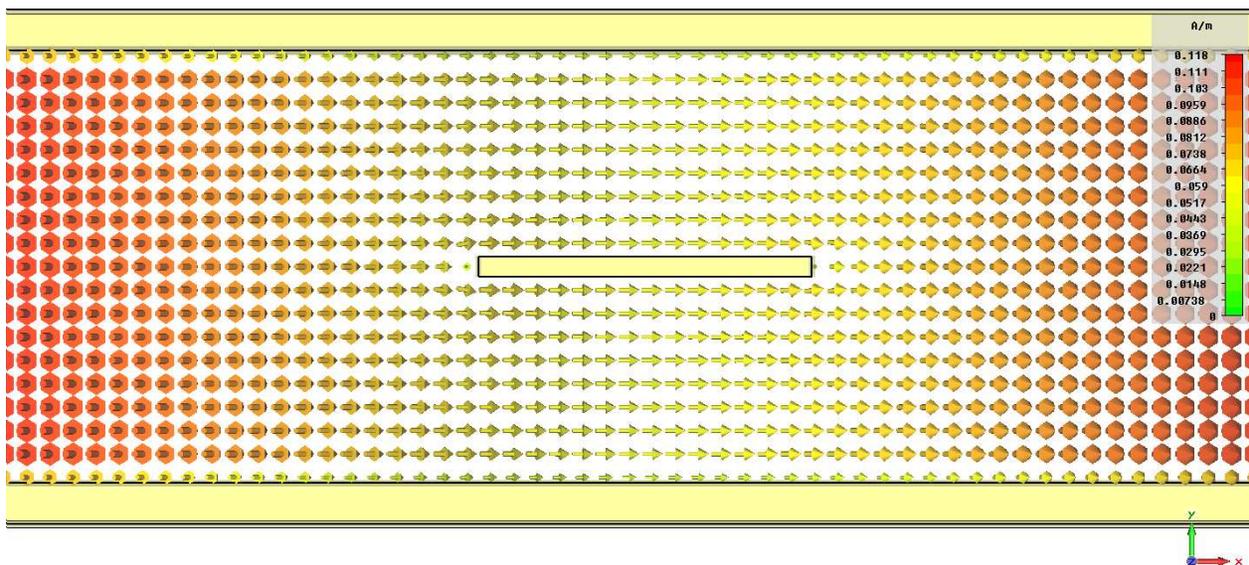


(b)

Figura VI-23: Linhas de campo do campo elétrico no modo TE para uma frequência acima da banda analisada para (a) $t = 0$ e (b) $t = T/2$.



(a)



(b)

Figura VI-24: Linhas de campo do campo magnético no modo TE para uma frequência acima da banda analisada para (a) $t = 0$ e (b) $t = T/2$.

6.4) DIVISOR DE POTÊNCIA:

A partir da distribuição simétrica de potência apresentada na Figura VI-1, é possível projetar um divisor de potência para metade dos elementos do arranjo (18

elementos) desde que sejam mantidas as proporções de energia entre os componentes do sistema.

O sistema de distribuição proposto é dividido em 5 módulos, como apresentados Figura VI-25.

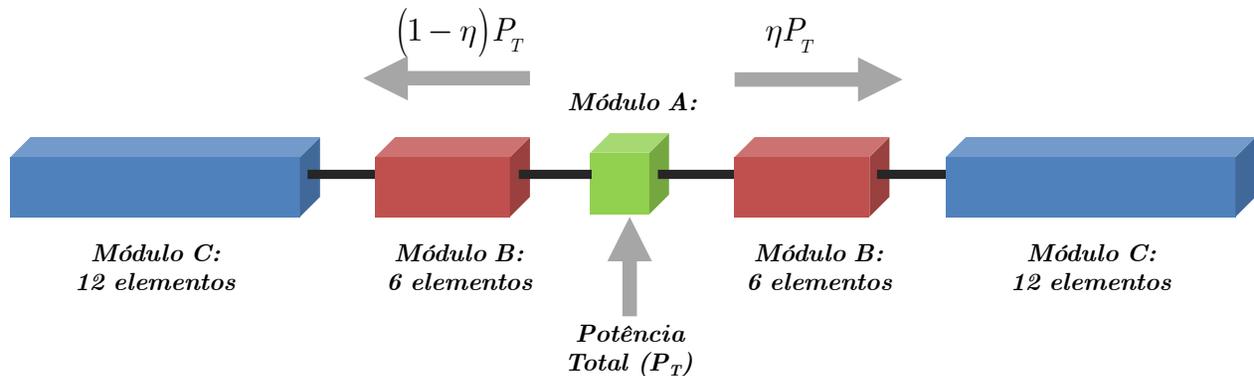


Figura VI-25: Esquemático dos 5 módulos que compõem o sistema de distribuição de potência.

Como sugerido, a potência total do sistema P_T é injetada no sistema e, devido à simetria central, é dividida igualmente pelo primeiro módulo, chamado de *Módulo A*. Em seguida, a potência segue para o segundo módulo, chamado *Módulo B*, de onde é extraída a potência necessária a alimentar os elementos de números 13 a 18 (esquerda) e 19 a 24 (direita). Em seguida, a potência restante segue para o terceiro módulo, chamado *Módulo C*, que distribui a energia para os elementos 1 a 12 (esquerda) e 25 a 36 (direita). As antenas do arranjo estão ligadas apenas aos módulos *B* e *C*.

É importante salientar que, como cada antena precisa receber uma onda com mesma fase, é necessário manter o mesmo comprimento elétrico percorrido pela onda que chegará a cada um dos elementos. Desta forma, será necessário “atrasar” a chegada da energia aos elementos 13 a 24 de modo que não haja diferença de comprimento elétrico entre os percursos até os elementos do Módulo C e até os do Módulo B.

A Tabela VI-2 mostra porcentagem de potência destinada a cada um dos módulos em relação à potência total do sistema (36 elementos) e em relação à potência enviada pelo Módulo A a cada um dos dois Módulos B. Pode-se notar, portanto, que, na distribuição do tipo Hamming-0,54, 36,4% da energia total do arranjo são destinados aos

6 elementos ligados ao Módulo B; conseqüentemente, 13,6% da energia são destinados aos 12 elementos ligados ao Módulo C. Contudo, se for analisada a porcentagem de energia destinada aos elementos em relação à energia que chega até cada módulo, pode-se notar que 72,9% da energia reservada ao Módulo B são destinados aos 6 elementos que lá estão ligados. Essa porcentagem diminui para o Hamming-0,68 (59,0%). A título de comparação, é mostrada a quantidade de energia que seria destinada aos elementos de cada módulo caso a distribuição de amplitude fosse uniforme.

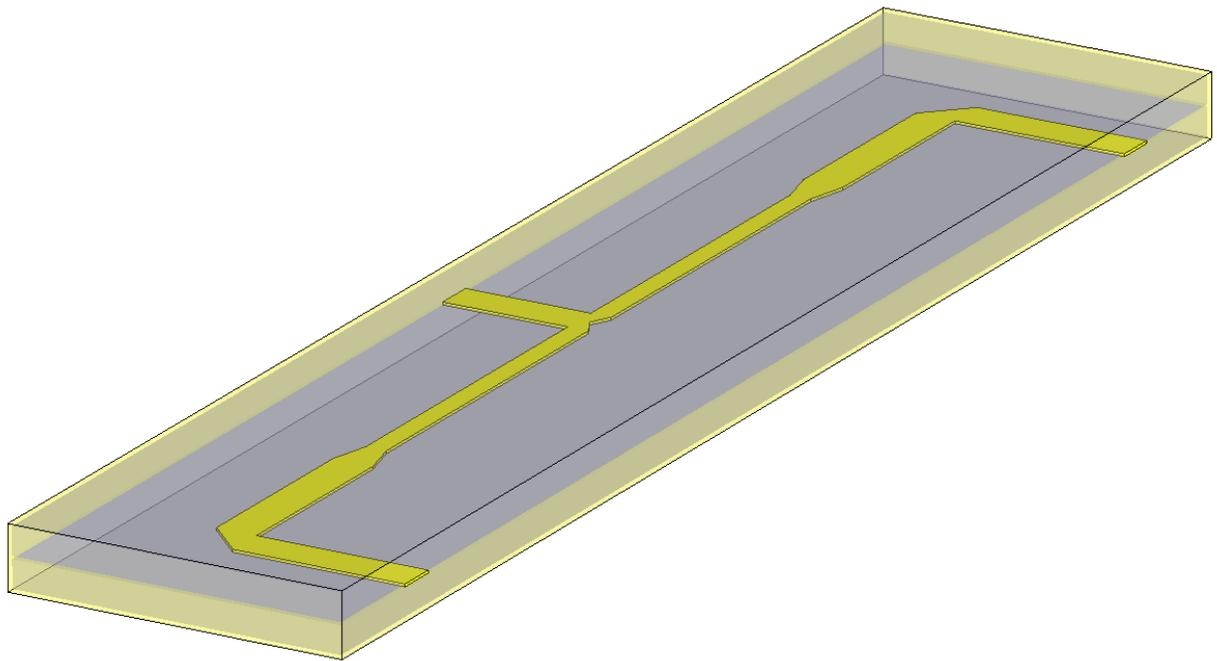
Tabela VI-2: Porcentagem de potência destinada aos elementos nos módulos B e C.

Distribuições de Amplitude	Módulo B		Módulo C	
	Em relação à potência total	Em relação à metade da potência	Em relação à potência total	Em relação à metade da potência
Hamming (0,54)	36,4%	72,9%	13,6%	27,1%
Hamming (0,68)	29,5%	59,0%	20,5%	41,0%
Uniforme	16,7%	33,3%	33,3%	66,7%

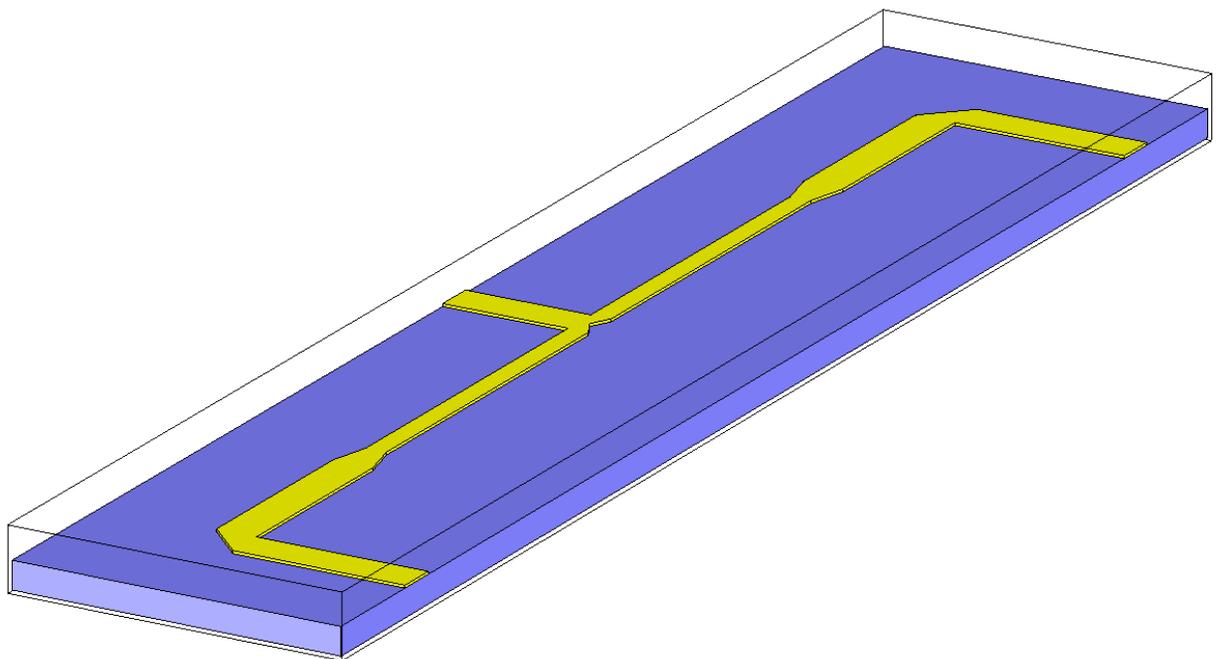
6.5) MÓDULO A – DIVISOR DE 3 DB:

O módulo A é basicamente formado por um divisor de 3dB, ou seja, um divisor de potência que envia às suas duas saídas 50% da energia injetada na sua entrada. A estrutura sugerida é apresentada na Figura VI-26.

Os principais parâmetros do divisor de potência são apresentados na Figura VI-27. A fim de manter a impedância característica do sistema, a largura das portas de entrada e de saída é mantida a mesma (w). Os ângulos das curvas do divisor de potência foram feitos iguais a 45° e a hipotenusa do triângulo retângulo foi sempre mantida igual a $\sqrt{2}$ vezes a largura das trilhas unidas pela curva.



(a)



(b)

Figura VI-26: (a) Divisor de potência de 3dB em perspectiva com destaque para a trilha metálica. (b) Visão em perspectiva com destaque para a trilha apoiada sobre uma camada de EPS.

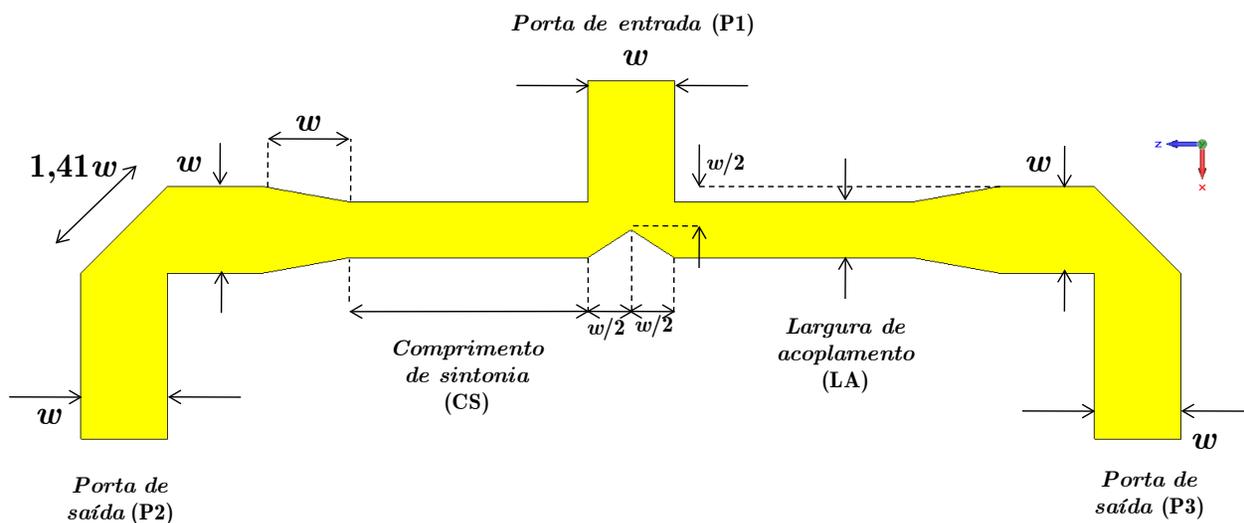


Figura VI-27: Visão superior do divisor de potência e seus principais parâmetros.

Os dois parâmetros de relevância no divisor de potência, a *largura de acoplamento* (LA) e o *comprimento de sintonia* (CS), controlam, respectivamente, a frequência de operação do acoplador e a quantidade de potência destinada a cada uma das portas de saída (P2 e P3).

No caso analisado, os parâmetros iniciais para o comprimento de sintonia e para a largura de acoplamento são: $CS = 226,13 \times 10^{-3} \lambda_c$ e $LA = 13,250 \times 10^{-3} \lambda_c$. A impedância característica na entrada (P1) e nas saídas (P2 e P3) foi mantida em $75[\Omega]$.

Os efeitos da variação da largura de acoplamento tanto na reflexão na porta 1 (Figura VI-28 e Figura VI-29) quanto na transmissão nas portas 2 e 3 (Figura VI-30 a Figura VI-33) podem ser observados nas figuras a seguir. Fez-se variar um parâmetro de incremento dLA na largura de acoplamento do ramo do divisor que leva a energia da porta 1 até a porta 2, de modo que a largura de acoplamento total é dada por (5.13):

$$LA_{t,2-1} = LA_{2-1} - dLA(3,5333 \times 10^{-3} \lambda_c) \quad (5.13)$$

Este mesmo parâmetro foi utilizado como fator de incremento na largura de acoplamento do ramo do divisor que leva energia da porta 1 até a porta 3, de modo que a largura total de acoplamento neste ramo é dada por (5.14):

$$LA_{t,3-1} = LA_{2-1} + dLA(3,5333 \times 10^{-3} \lambda_c) \quad (5.14)$$

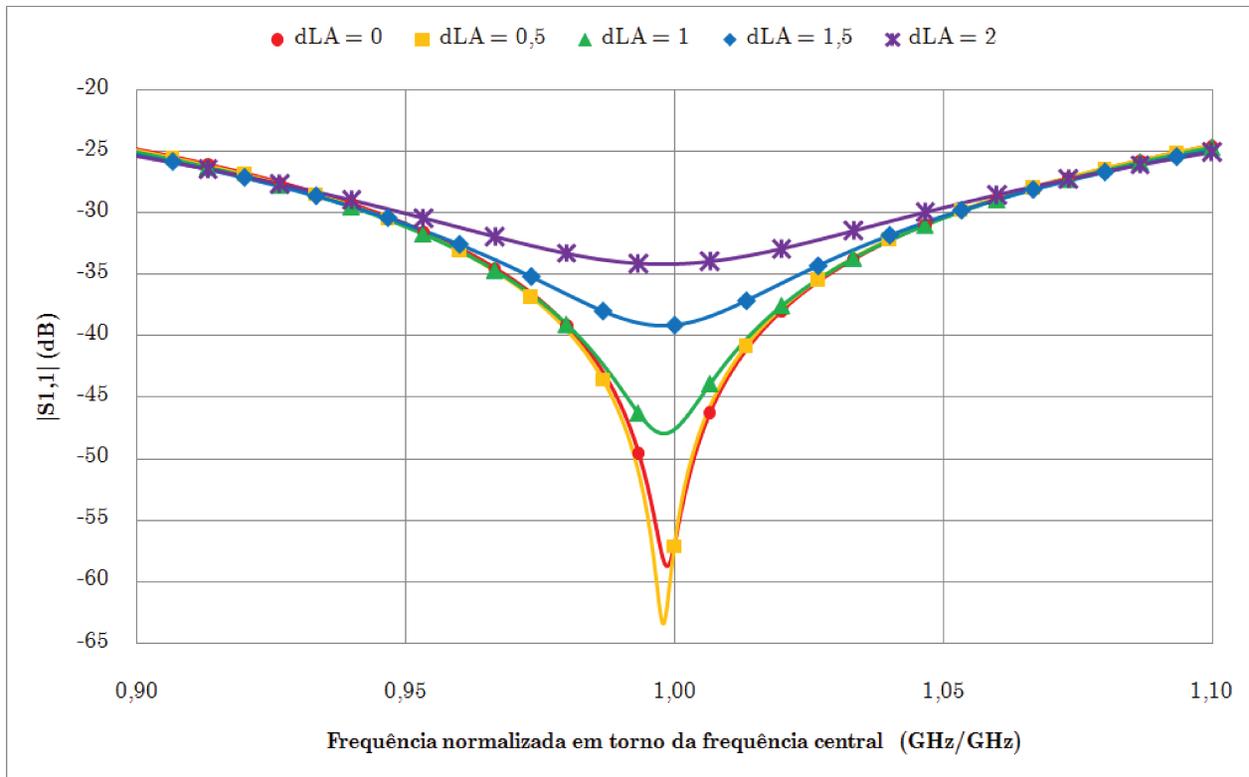


Figura VI-28: Efeito da largura de acoplamento na perda de retorno na porta 1 do divisor de potência.

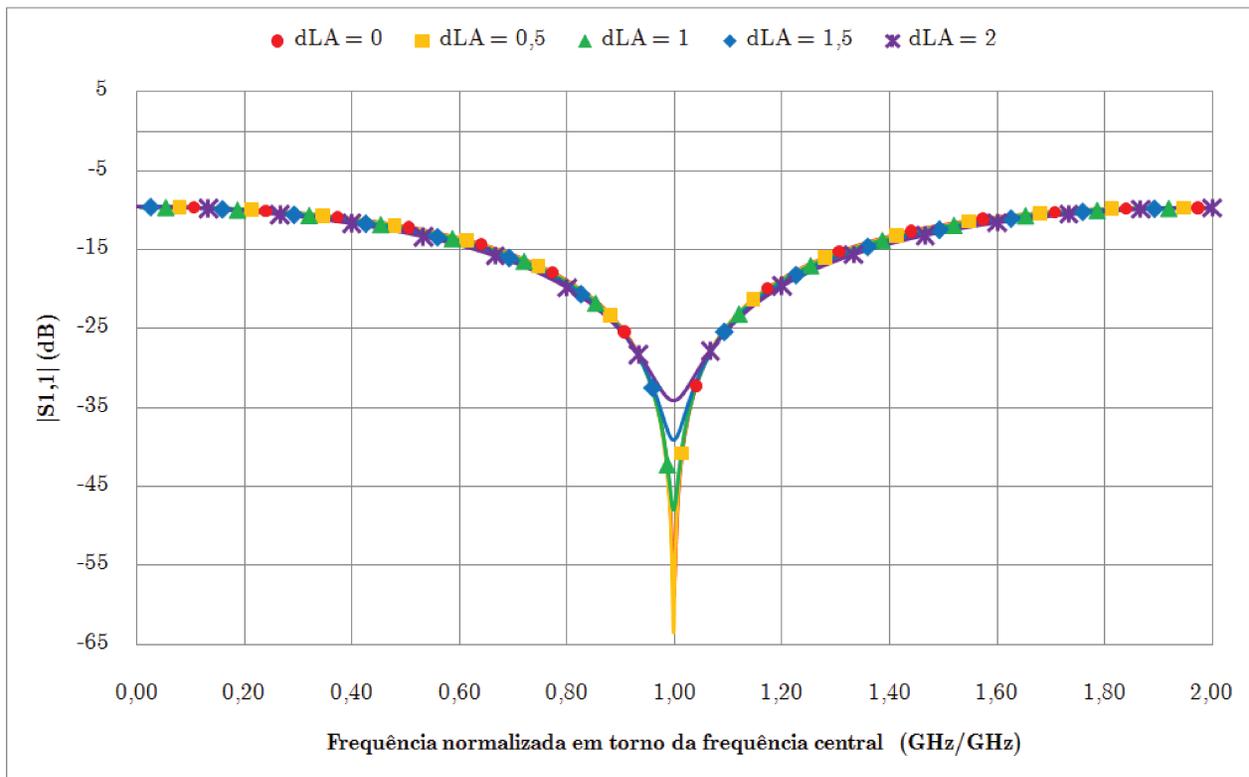


Figura VI-29: Efeito da largura de acoplamento na perda de retorno na porta 1 (faixa maior de frequência).

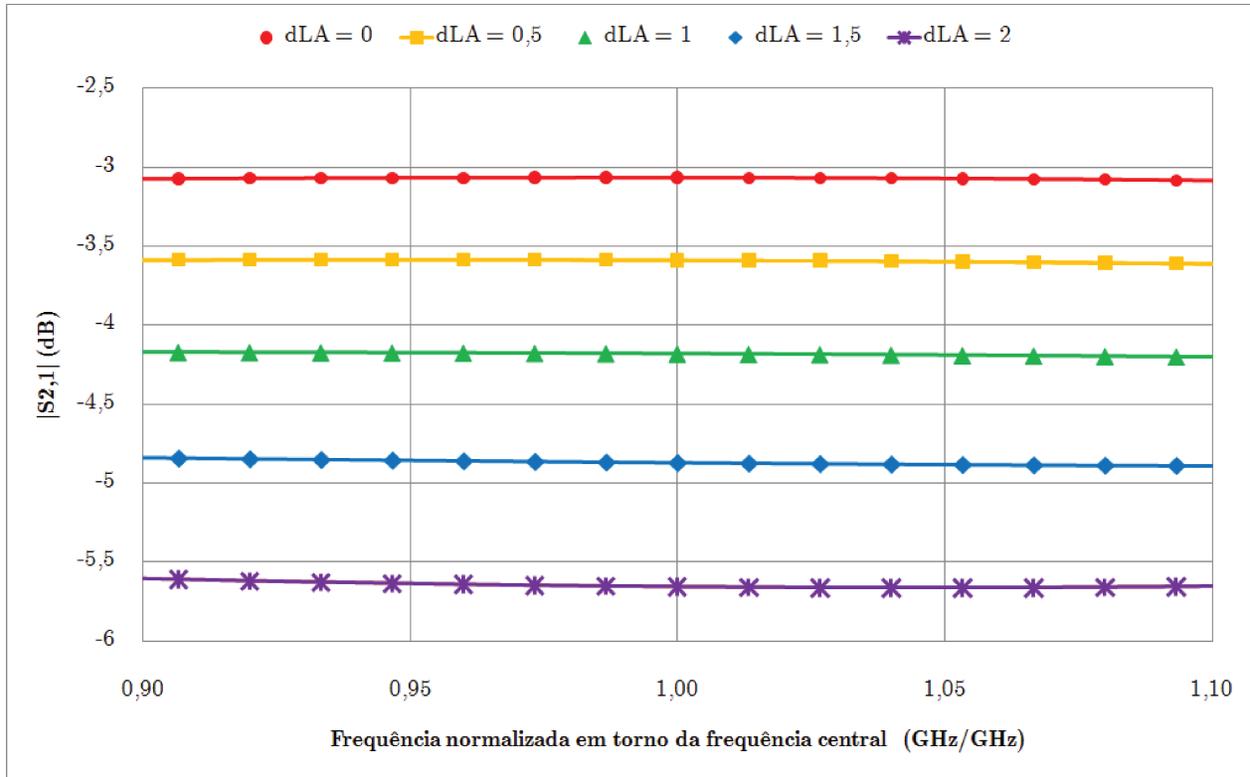


Figura VI-30: Efeito da largura de acoplamento na transmissão para a porta 2 do divisor de potência.

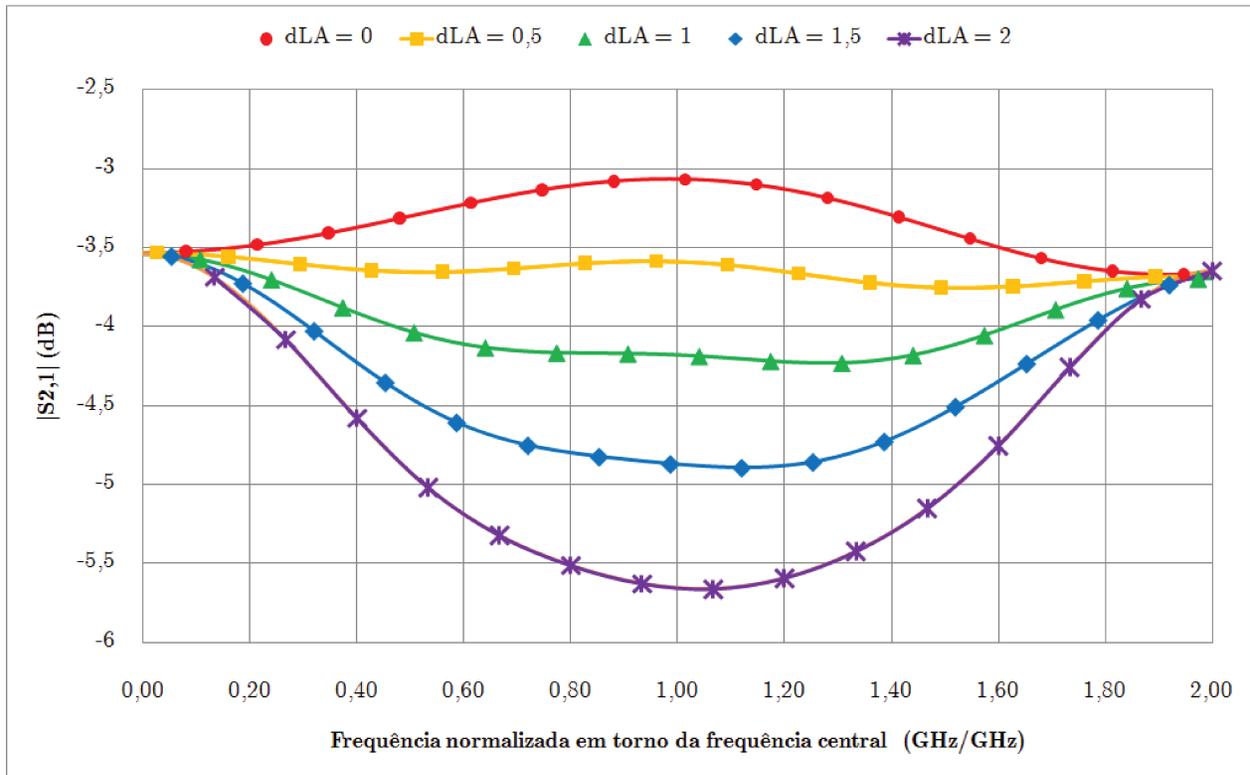


Figura VI-31: Efeito da largura de acoplamento na transmissão para a porta 2 (faixa maior de frequência).

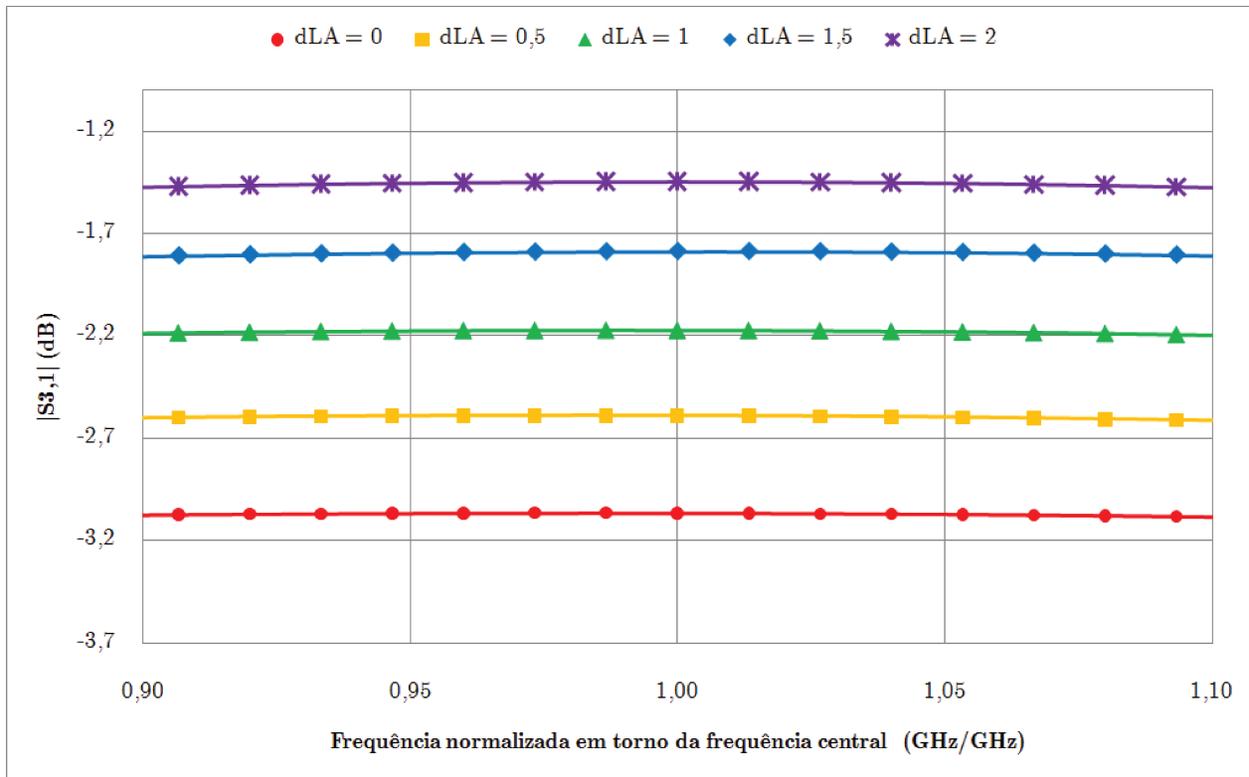


Figura VI-32: Efeito da largura de acoplamento na transmissão para a porta 3 do divisor de potência.

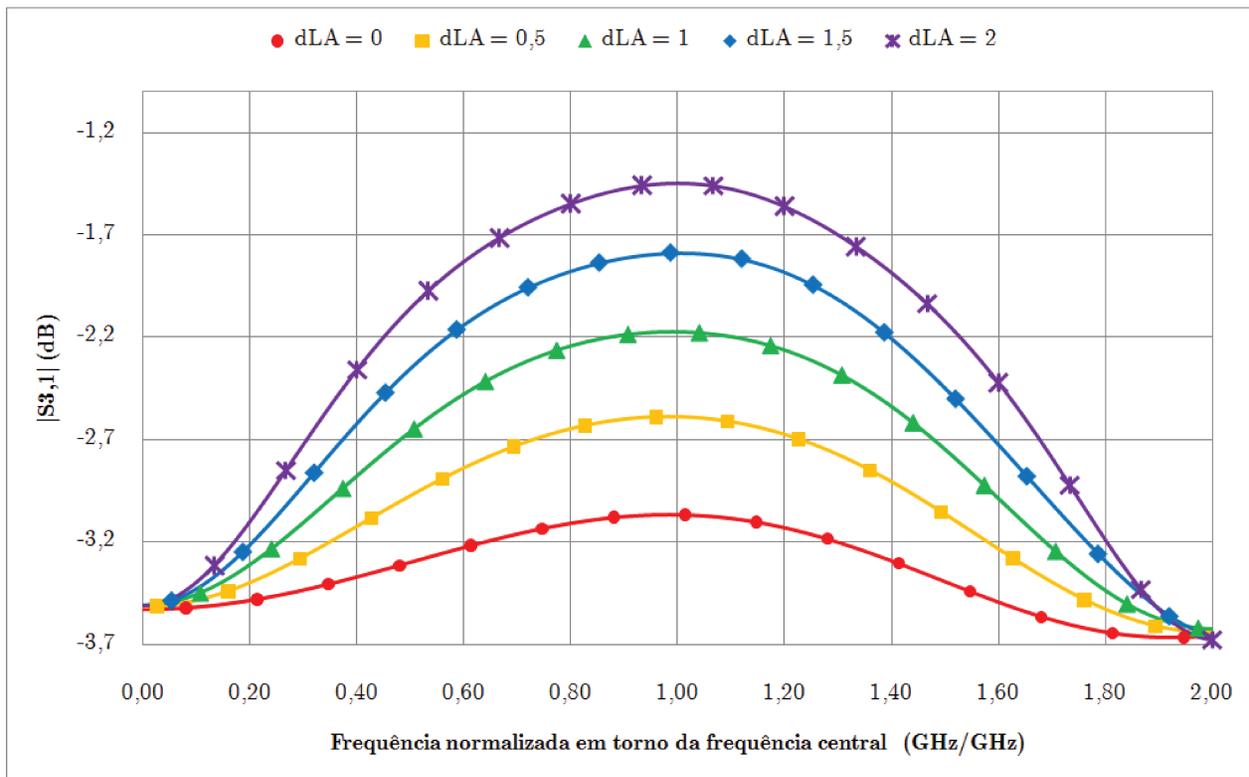


Figura VI-33: Efeito da largura de acoplamento na transmissão para a porta 3 (faixa maior de frequência).

É possível observar que a variação da largura de acoplamento favorece o guiamento da energia ao ramo do divisor de potência que se torna mais largo, desde que o outro ramo seja reduzido na mesma proporção. Isso se dá haja vista os ramos estarem em paralelo entre si e, para haver condição de reflexão mínima de potência na região da bifurcação do divisor de potência, a impedância vista pela porta 1 deve estar casada em termos de potência com as duas impedâncias características dos ramos em paralelo.

É possível notar, também, que dentro da banda analisada $[0,9f_c, 1,1f_c]$, a quantidade de energia que chega a cada ramo é praticamente constante para a variação realizada na largura de acoplamento (ou seja, no ramo 1-2, a largura variou de 46,66% a 100% do seu valor original e no ramo 1-3, de 100% a 153,33% do seu valor original).

Os efeitos da variação do comprimento de sintonia tanto na reflexão (Figura VI-34 e Figura VI-35) quanto na transmissão (Figura VI-36 a Figura VI-39) podem ser observados nas figuras a seguir. Fez-se variar um parâmetro de incremento dCS no comprimento de sintonia, de modo que o comprimento total é dado por (5.15):

$$CS_t = CS + dCS(3,5333 \times 10^{-3} \lambda_c) \quad (5.15)$$

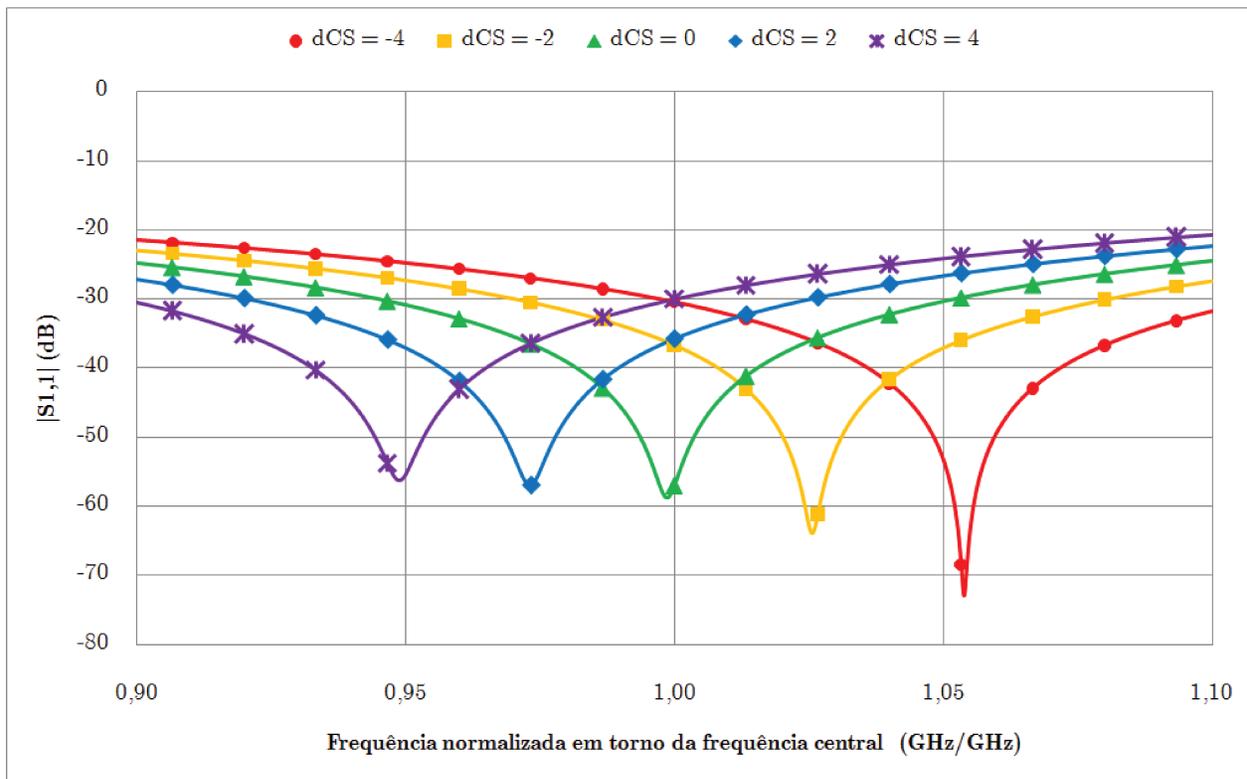


Figura VI-34: Efeito do comprimento de sintonia na perda de retorno na porta 1 do divisor de potência.

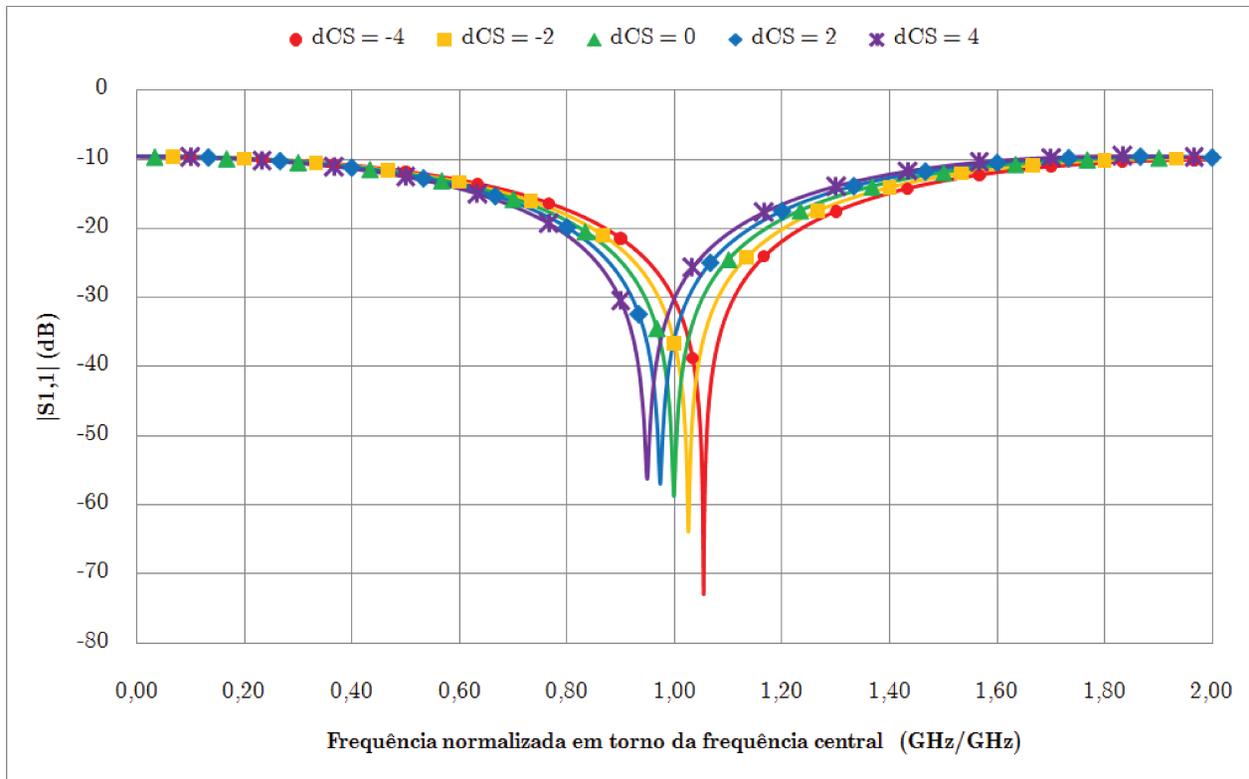


Figura VI-35: Efeito do comprimento de sintonia na perda de retorno na porta 1 (faixa maior de frequência).

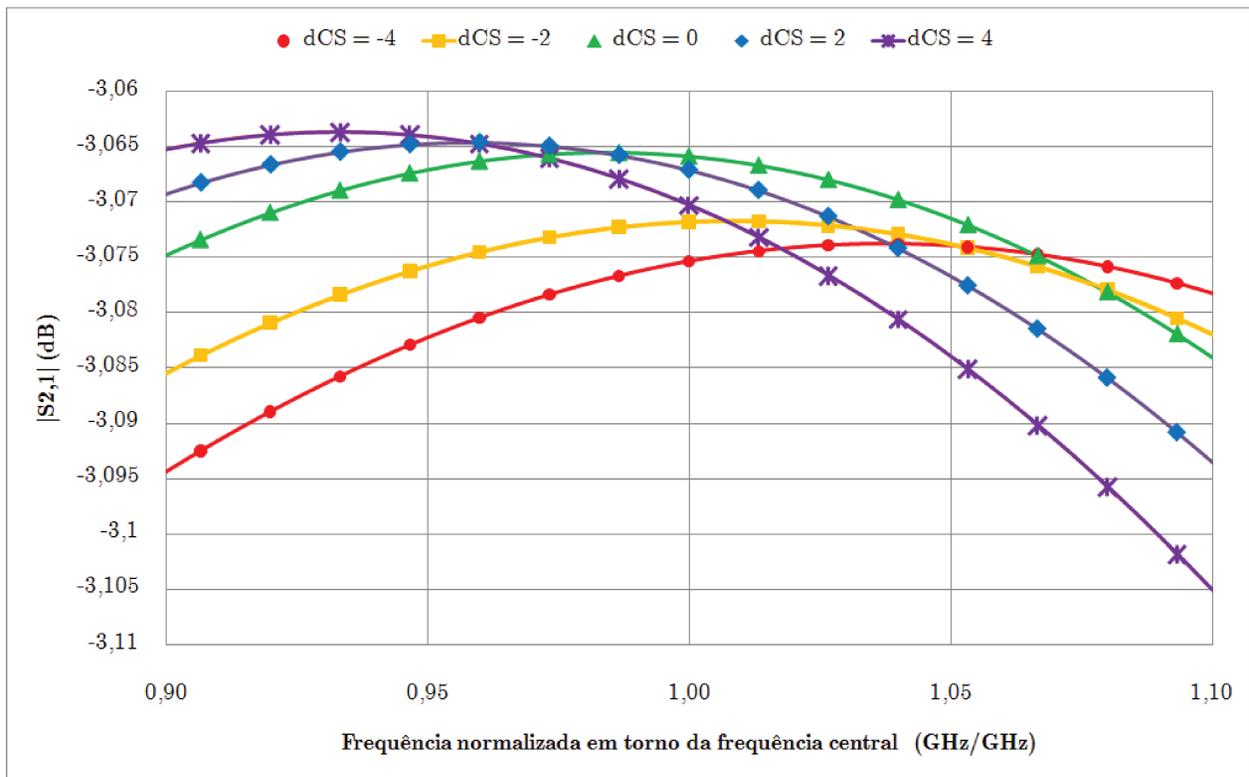


Figura VI-36: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 2 do divisor de potência.

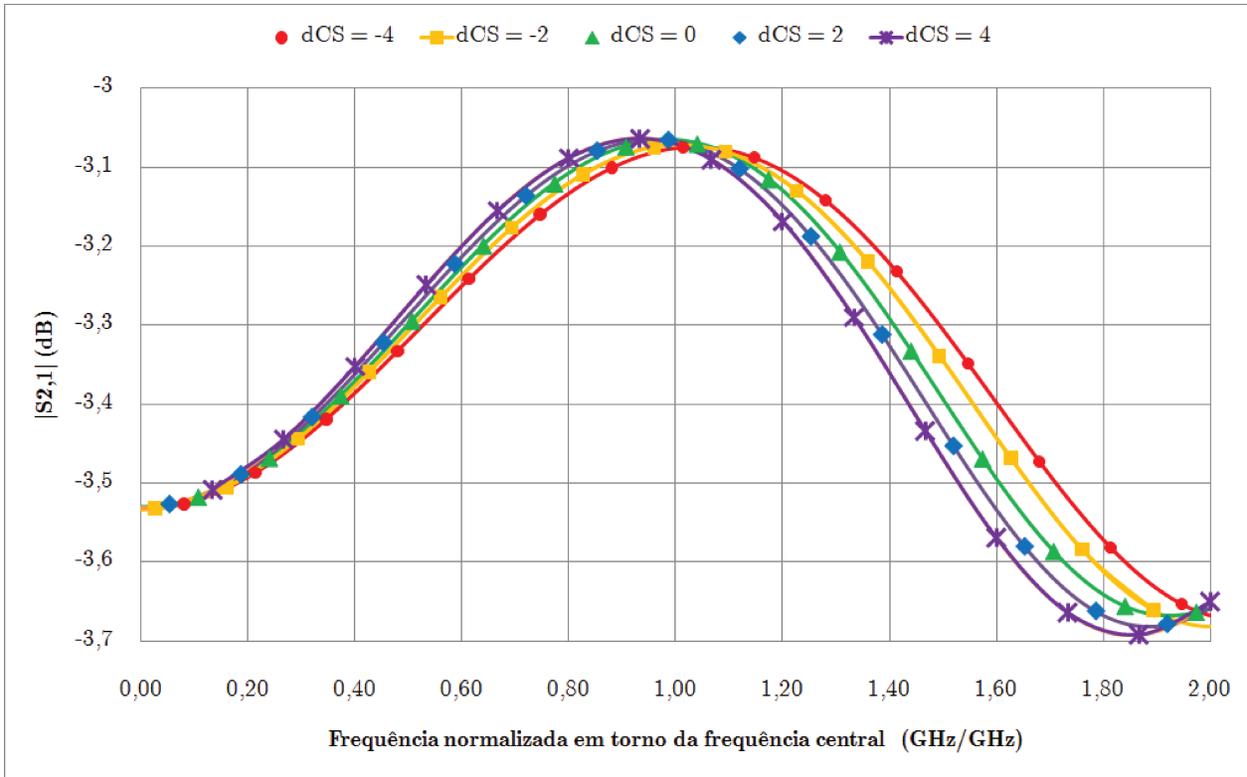


Figura VI-37: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 2 (faixa maior de frequência).

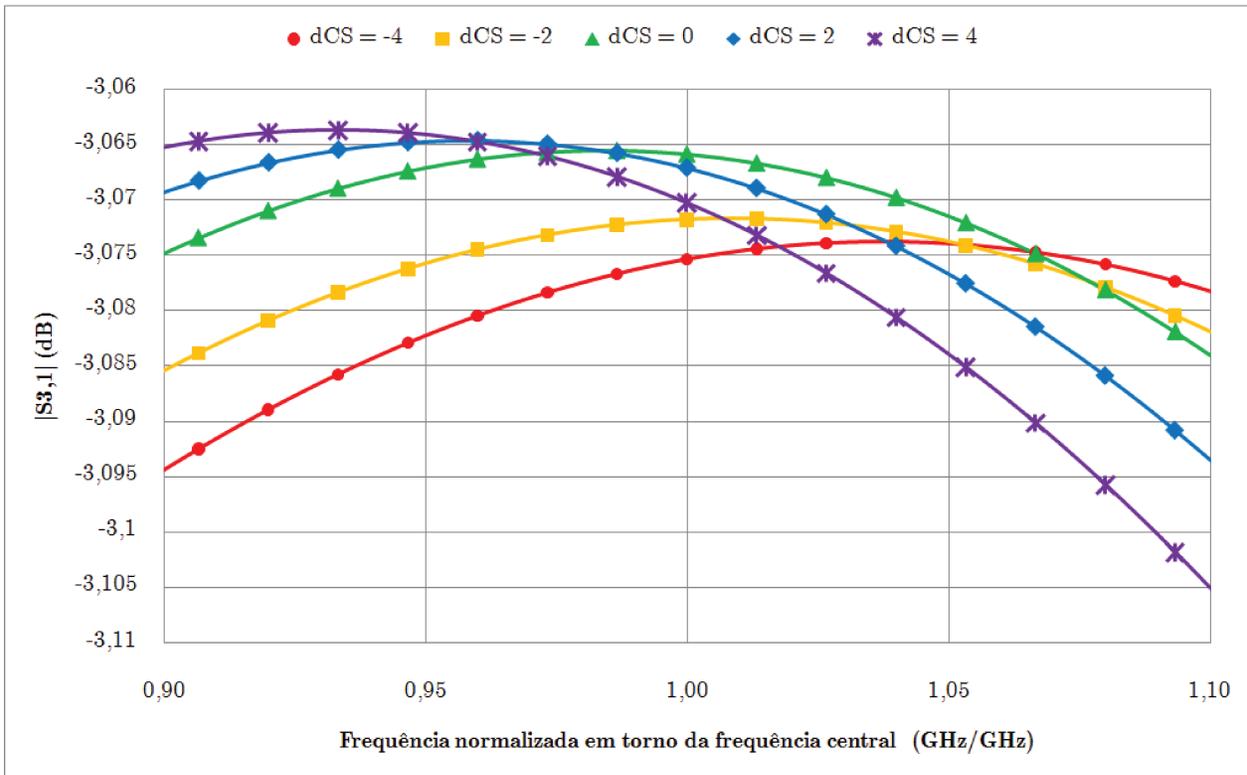


Figura VI-38: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 3 do divisor de potência.

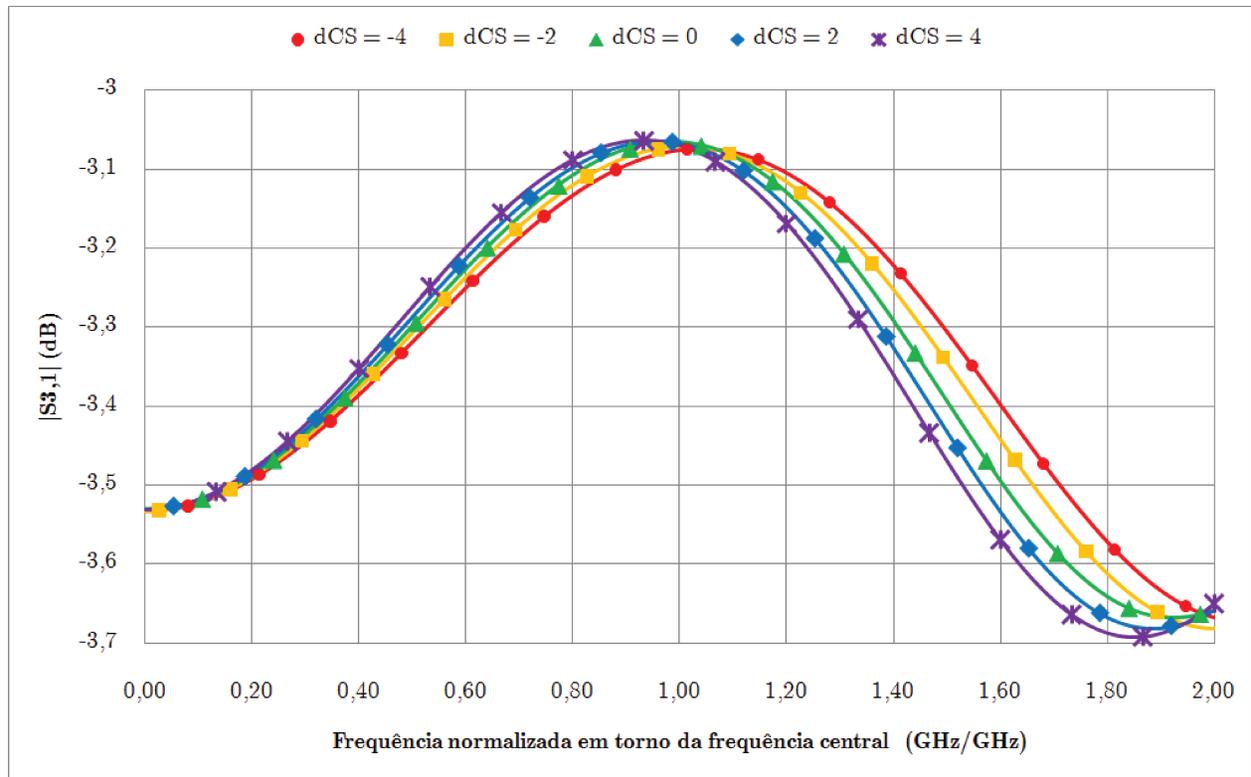


Figura VI-39: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 3 (faixa maior de frequência).

É possível observar que a variação do comprimento de sintonia nos dois ramos do divisor proporciona o deslocamento da frequência de mínima reflexão, ou seja, varia a frequência de operação do divisor. Pode-se notar também que a variação deste comprimento altera pouco a energia que chega aos ramos para um divisor de 3dB.

Pode-se estudar, também, a variação do comprimento de sintonia para um divisor de potência desbalanceado. No caso, analisar-se-á um divisor de potência de relação -1,4/-5,6 dB. Em termos de parâmetros iniciais, tem-se $CS = 226,13 \times 10^{-3} \lambda_c$ e $dLA = 2$. Assim como realizado anteriormente, fez-se variar o parâmetro incremento dCS no comprimento de sintonia do divisor de potência, dado por (5.16):

$$CS_t = CS + dCS \left(3,5333 \times 10^{-3} \lambda_c \right) \quad (5.16)$$

A partir das Figura VI-40 a Figura VI-45, é possível notar que há uma variação muito pequena no valor do acoplamento em cada porta, mas a frequência de operação do sistema varia com a variação do comprimento de sintonia.

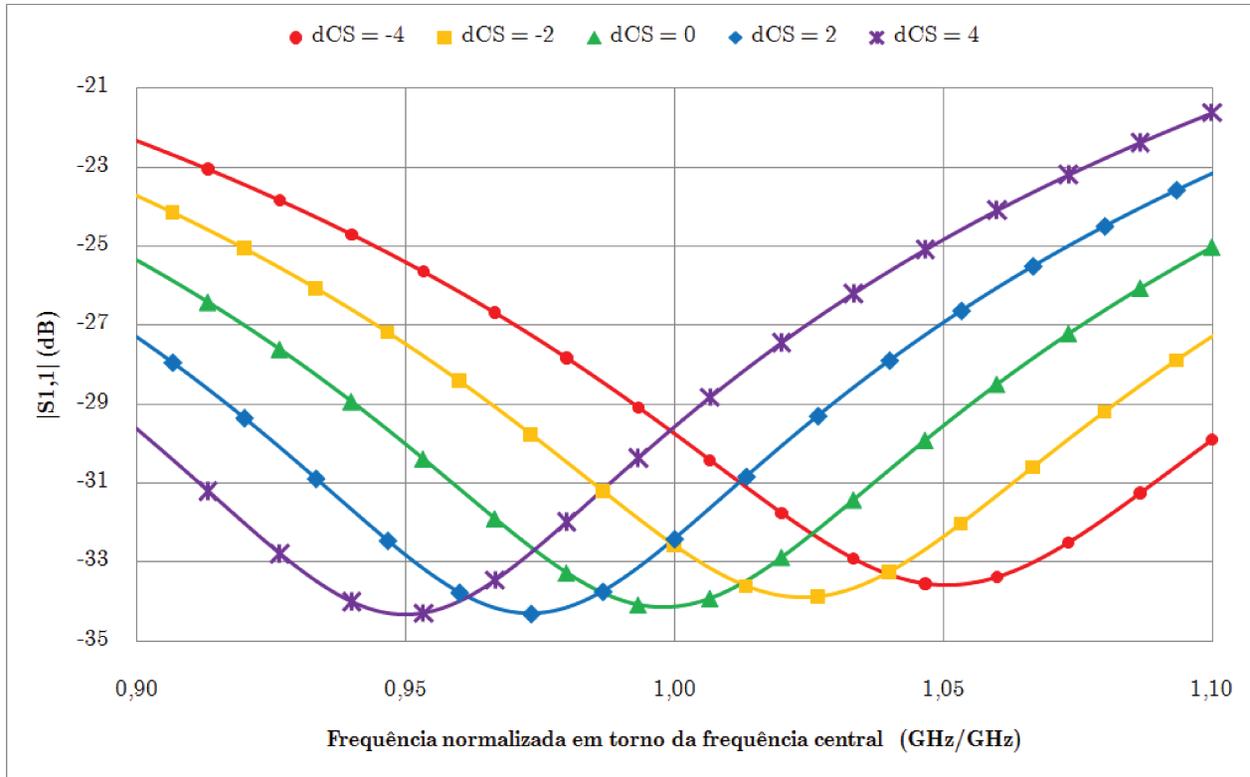


Figura VI-40: Efeito do comprimento de sintonia na perda de retorno na porta 1 do divisor de potência.

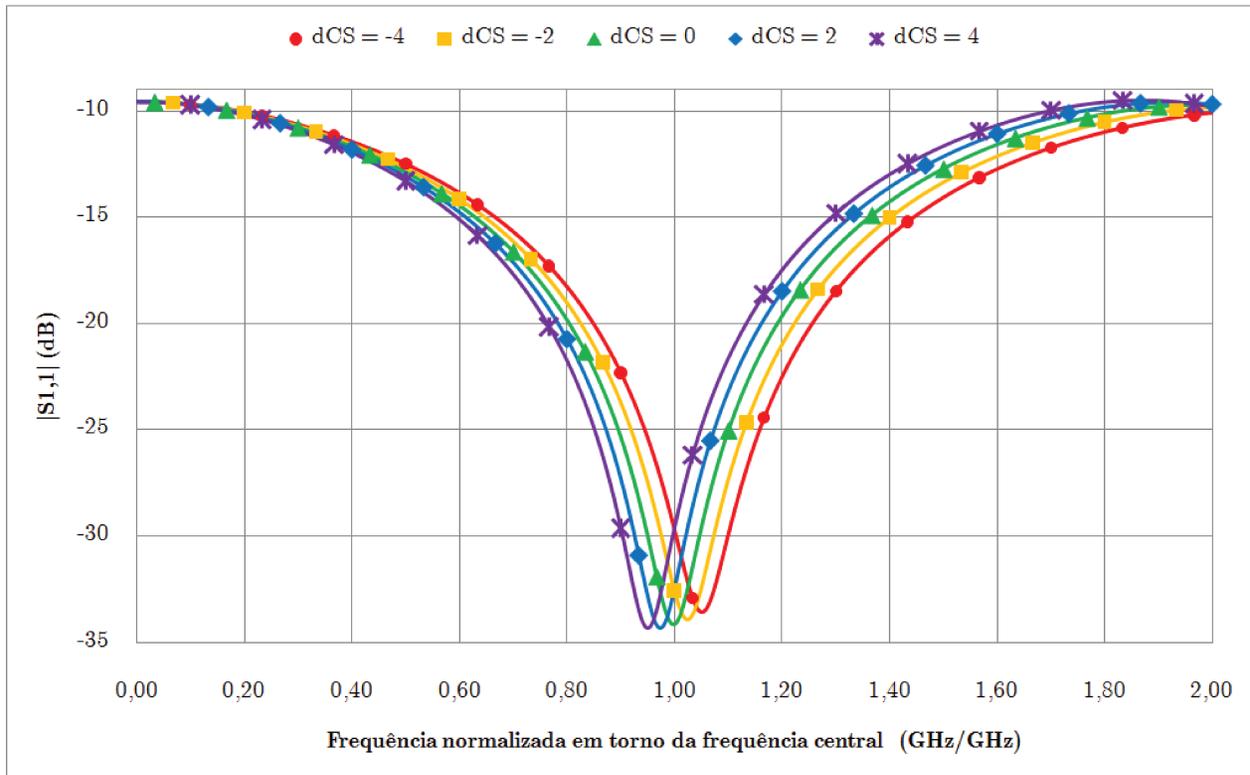


Figura VI-41: Efeito do comprimento de sintonia na perda de retorno na porta 1 (faixa maior de frequência).

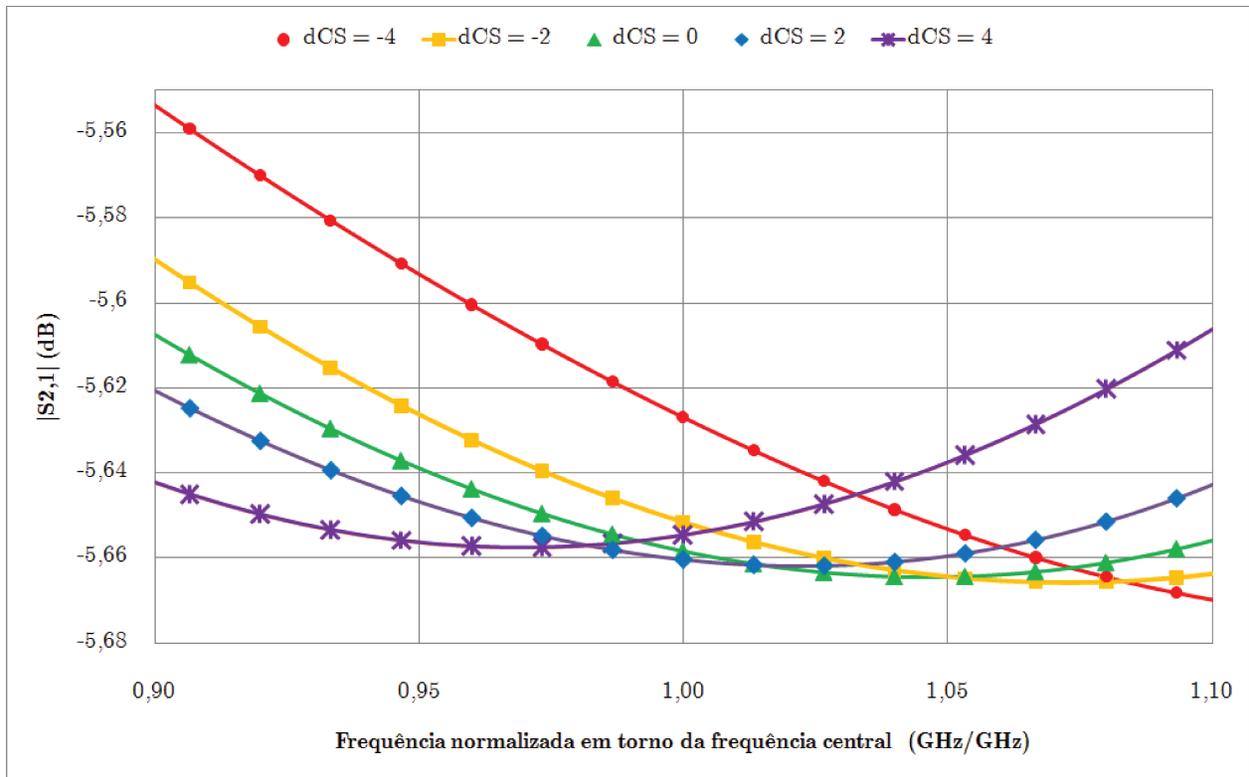


Figura VI-42: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 2.

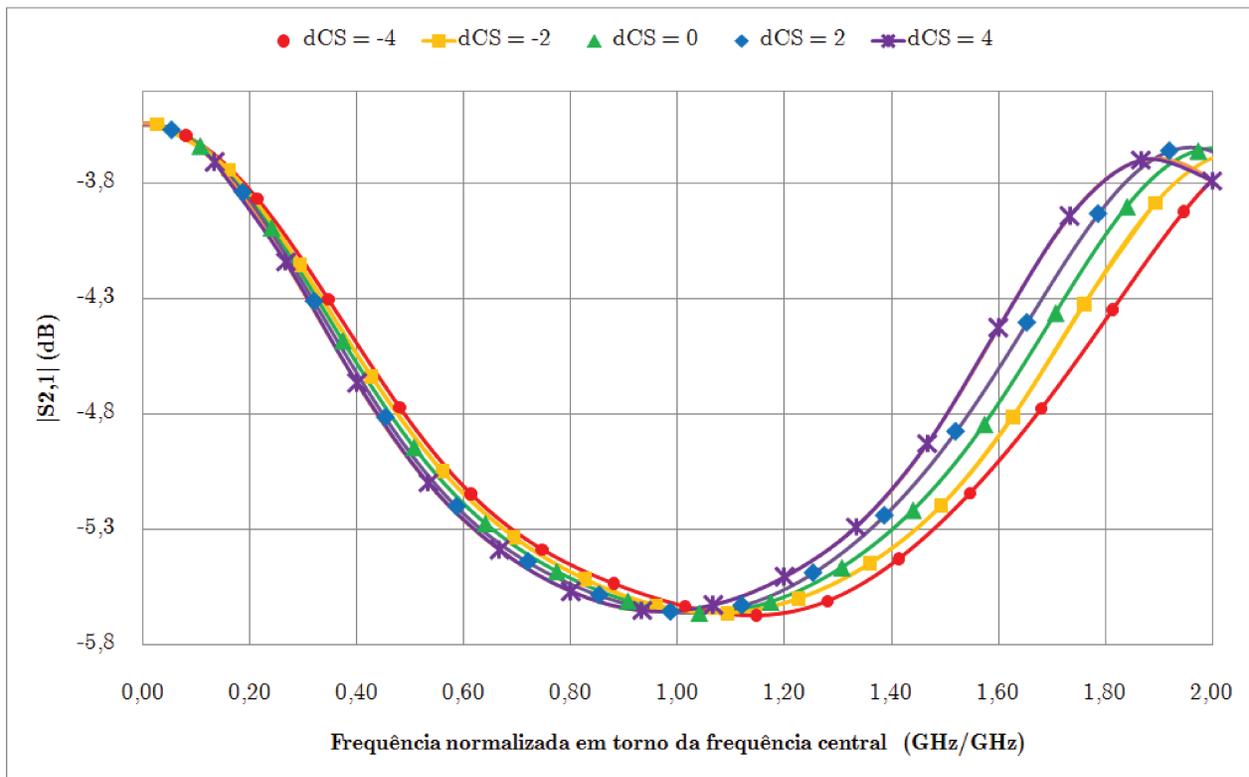


Figura VI-43: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 2 (faixa maior de frequência).

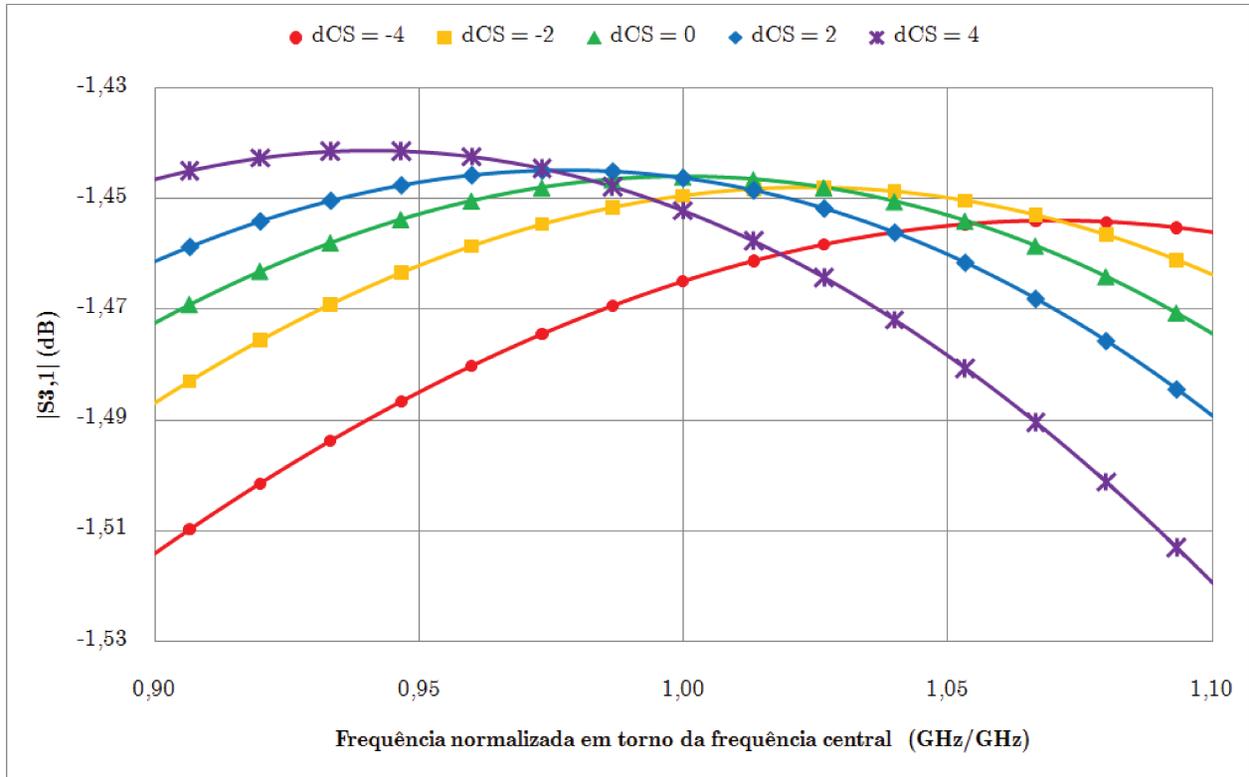


Figura VI-44: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 3 do divisor de potência.

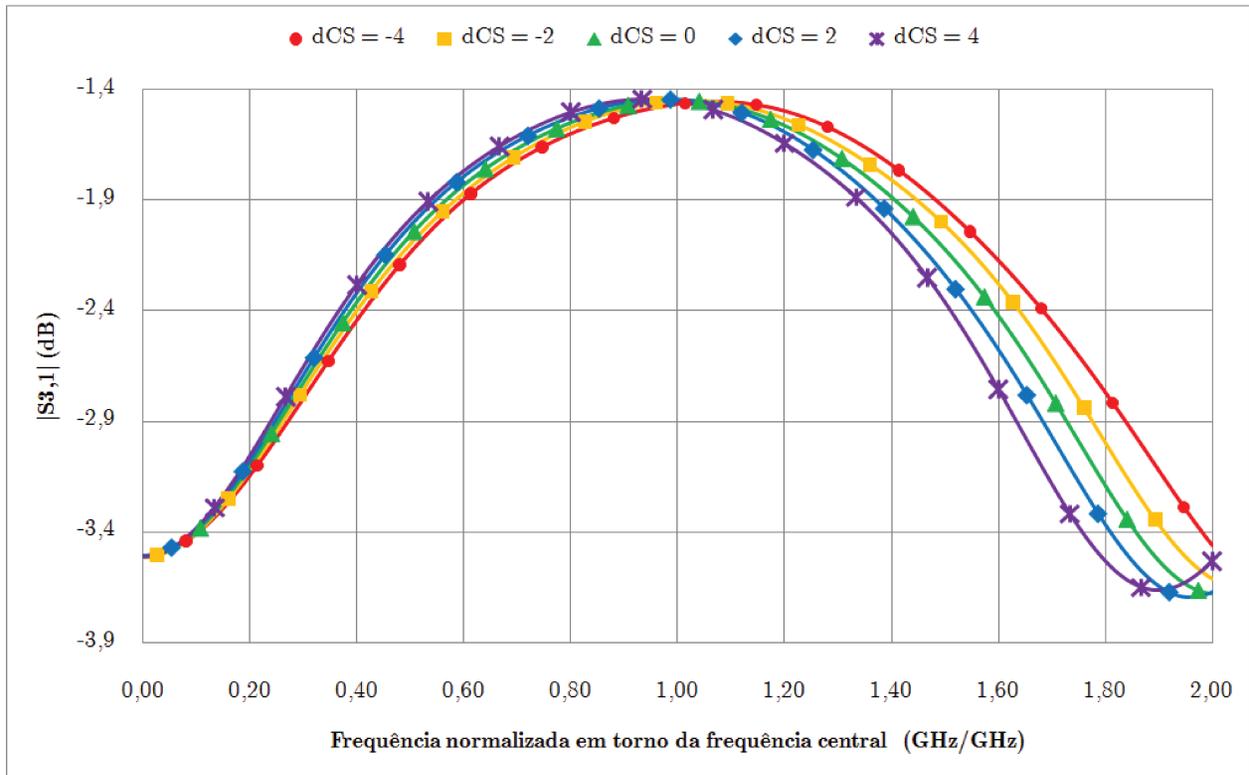


Figura VI-45: Efeito do comprimento de sintonia na transmissão para a porta 3 (faixa maior de frequência).

6.6) MÓDULO B – 6 ELEMENTOS:

Uma vez que se sabe como controlar o nível de acoplamento para um divisor de potência com duas portas de saída, pode-se montar uma rede de divisores de modo a fazer chegar a cada antena a potência desejada. Para o módulo B, então, é possível montar o modelo apresentado na Figura VI-46:

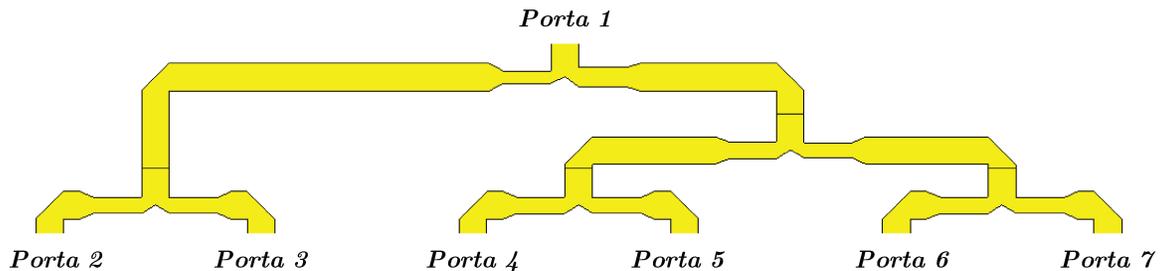


Figura VI-46: Rede de divisores de potência para o Módulo B.

O modelo apresentado na Figura VI-46 mostra uma cadeia de divisores de potência que, se devidamente calculados, podem, a partir de uma única fonte, fazer chegar aos 6 elementos a potência desejada. Uma vez que seja mantido o mesmo comprimento elétrico para todos os possíveis caminhos do campo elétrico, garante-se que todos cheguem com a mesma fase nos elementos da antena. Esta situação está ilustrada para a frequência central f_c na Figura VI-47. A distribuição de fase pode ser vista em Figura VI-48.

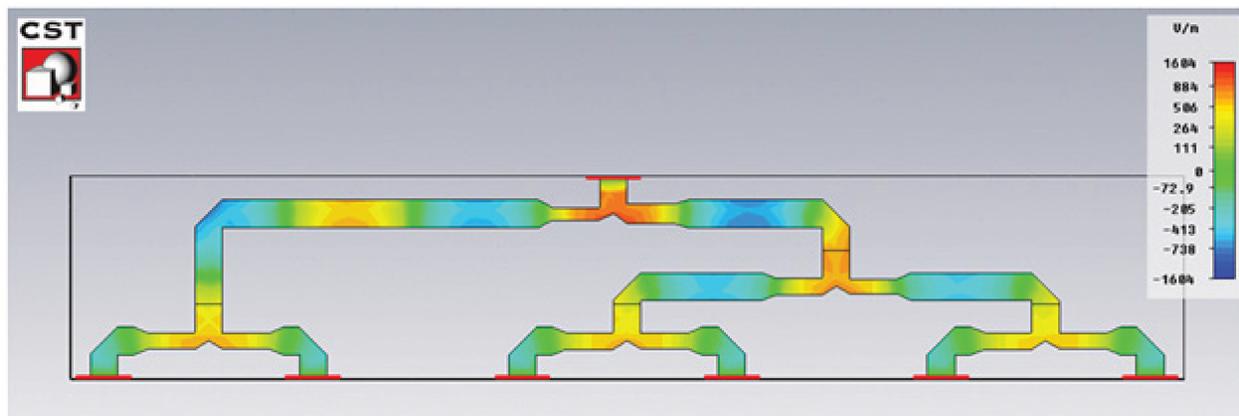


Figura VI-47: Propagação da onda eletromagnética na cadeia de divisores de potência para uma frequência f_c .

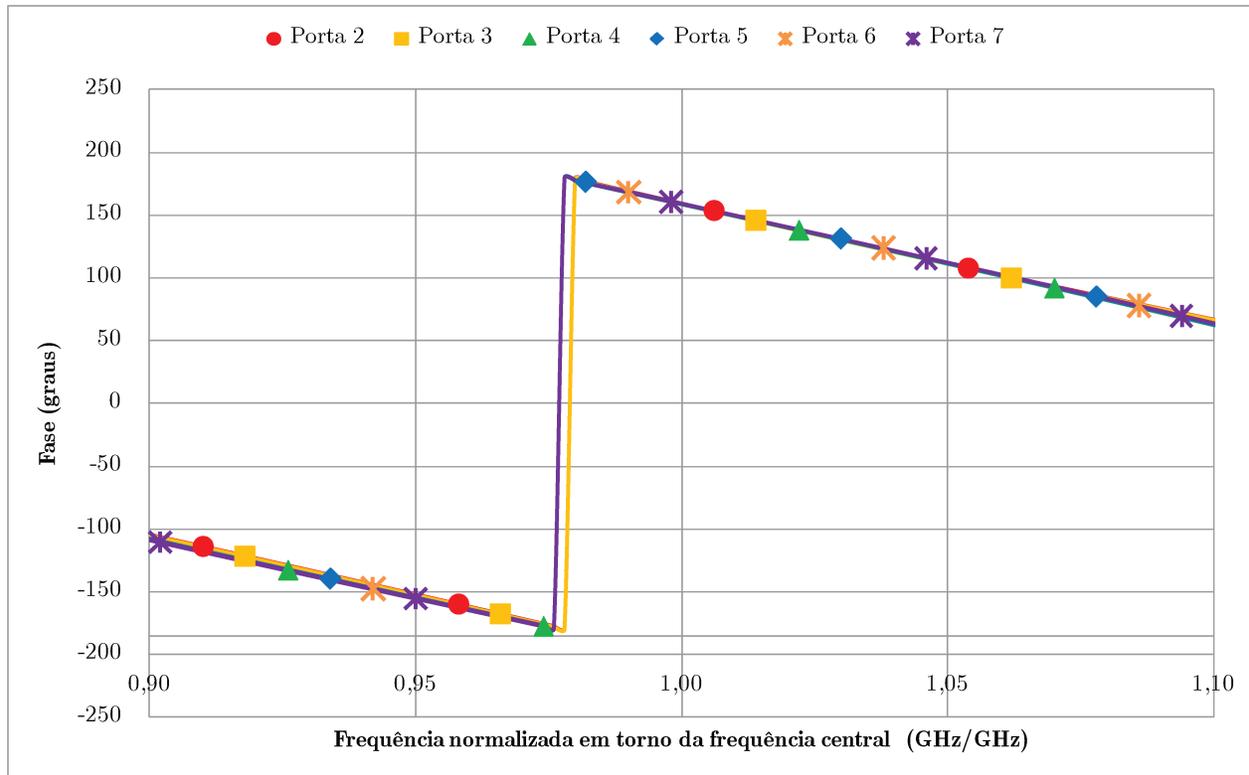


Figura VI-48: Fases das ondas eletromagnéticas para as portas de 2 a 7 no módulo B.

É importante ressaltar que se deve buscar o mesmo comprimento elétrico até todas as portas da estrutura. Na Figura VI-47, de forma intuitiva, é possível notar que há o mesmo número de ciclos da onda eletromagnética em todos os possíveis trechos de propagação. O que não se pode observar na Figura VI-49.

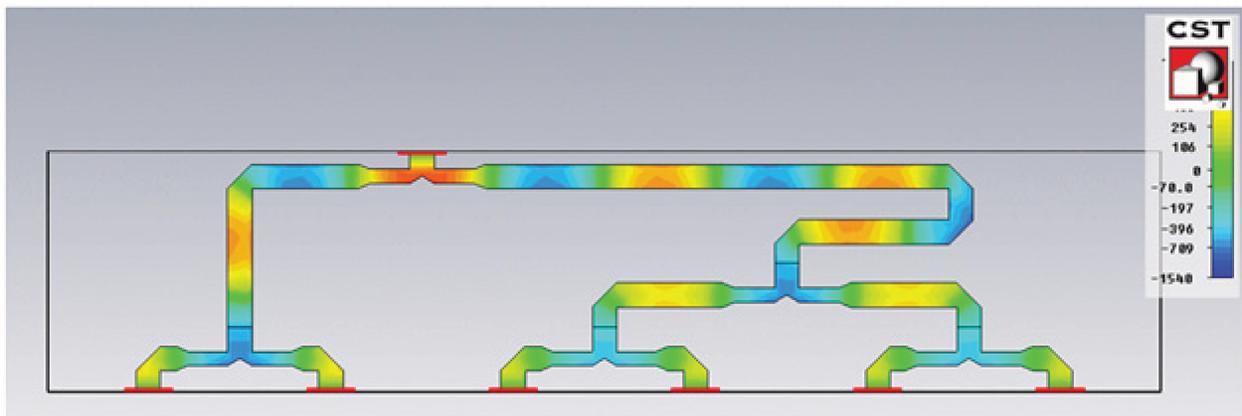


Figura VI-49: Propagação da onda eletromagnética em outra cadeia de divisores de potência para uma frequência f_c .

A Figura VI-49 ilustra um exemplo em que, apesar de a onda coincidir em fase em todas as portas, por não haver o mesmo comprimento elétrico, esta situação não será mantida para outras frequências, haja vista o caminho percorrido não ser o mesmo para todas as ondas eletromagnéticas. Isso pode ser percebido na distribuição de fase da Figura VI-50.

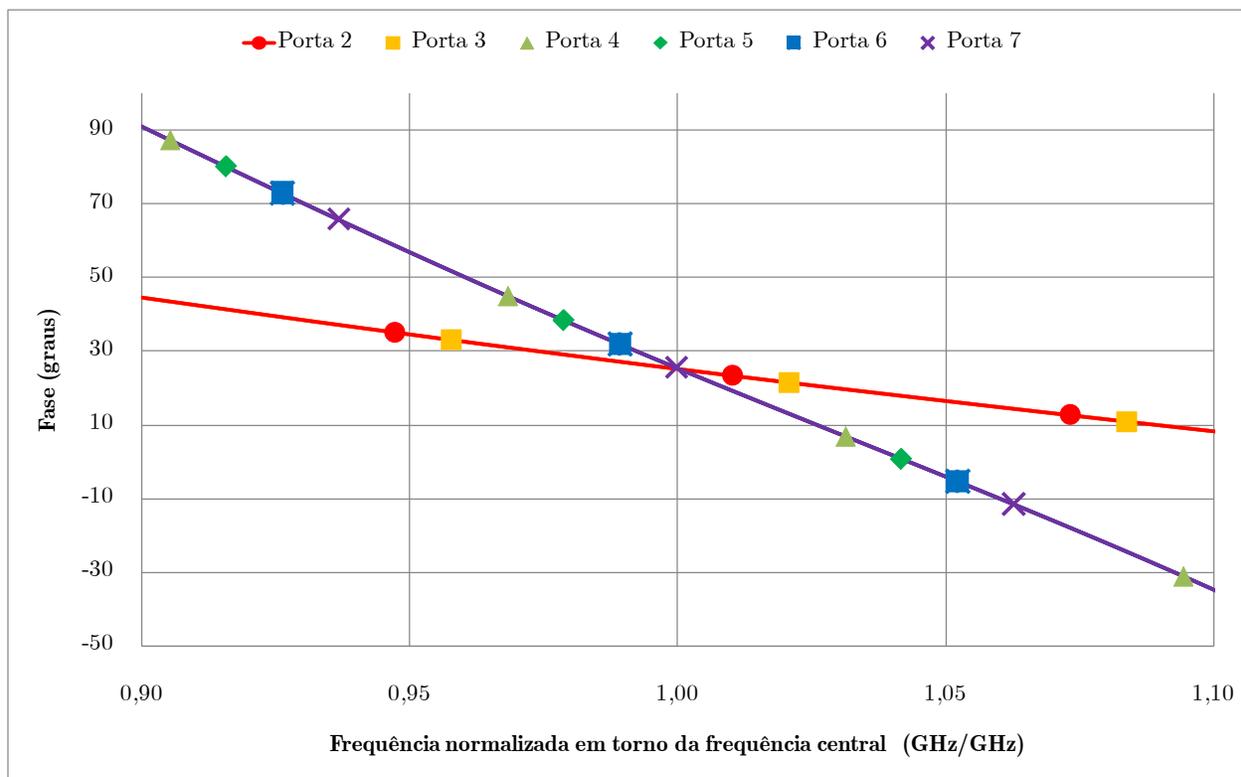


Figura VI-50: Fases das ondas eletromagnéticas para as portas de 2 a 7 para a estrutura da Figura VI-49.

Uma vez que a solução proposta na Figura VI-47 resolve o problema (desde que os divisores de potência estejam corretamente ajustados), pode-se tentar reduzir o tamanho da estrutura total. A maneira encontrada para fazer isso é “empilhar” os divisores em diferentes níveis, tornando a estrutura mais estreita, como mostrado na Figura VI-51.

A Figura VI-51 mostra a cadeia de divisores de potência dobrada em si mesma, de modo que parte da cadeia se encontra num nível superior e a outra, num nível inferior da estrutura.

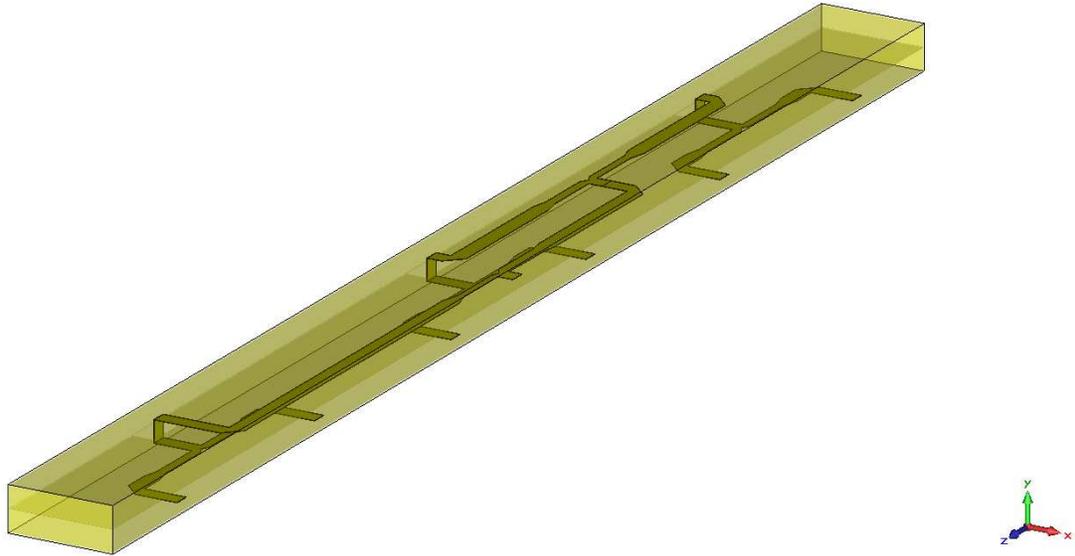


Figura VI-51: Divisores de potência “empilhados” em dois níveis distintos com destaque para as fitas.

Os dois níveis de divisores estão separados entre si por uma placa metálica, como mostrado na Figura VI-52.

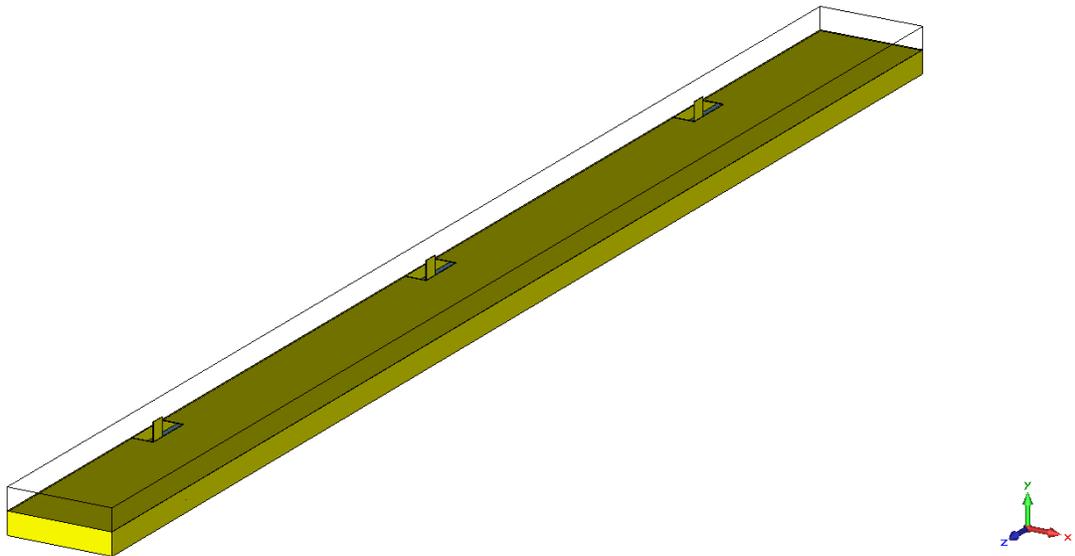


Figura VI-52: Plano-terra superior do primeiro nível, que coincide com o plano-terra inferior do segundo nível de divisores de potência.

A Figura VI-53 mostra o detalhe da transição entre os dois níveis, feita por meio de um furo na tampa metálica. O furo pode ser visto em topo na Figura VI-54. Pode-se observar que a trilha atravessa a camada do dielétrico até chegar ao nível seguinte. No caso, está omitido o dielétrico do segundo nível (EPS), mas pode-se observar o dielétrico do primeiro nível através do furo no plano-terra inferior do segundo nível.

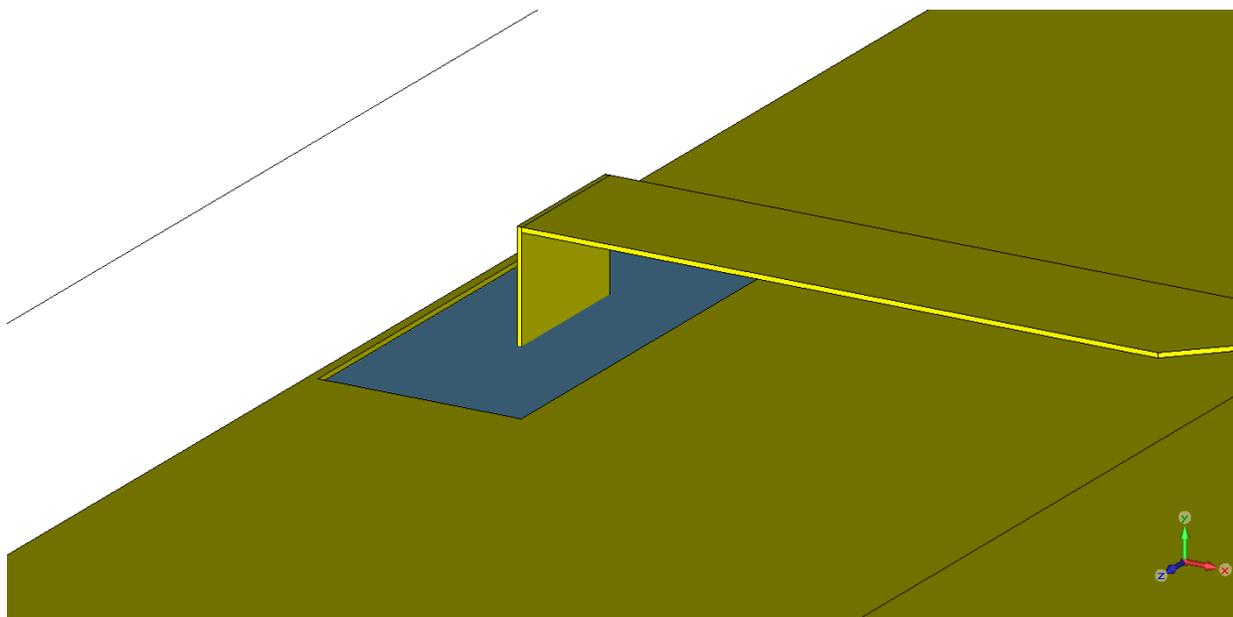


Figura VI-53: Detalhe da transição entre dois níveis da cadeia de divisores.

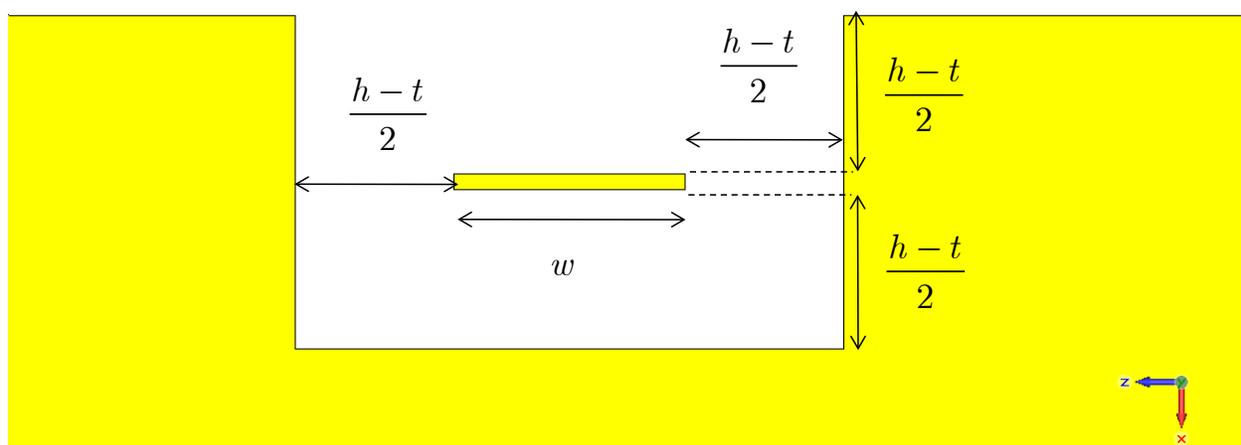


Figura VI-54: Vista superior do furo (transição) que interconecta os dois níveis de divisores.

6.6.1) Nível 1:

Nas Figura VI-55 e Figura VI-56, pode-se observar o primeiro nível de divisores, formado por 3 divisores simples que se comunicam com o segundo nível através de uma dobra da fita condutora que atravessa a estrutura.

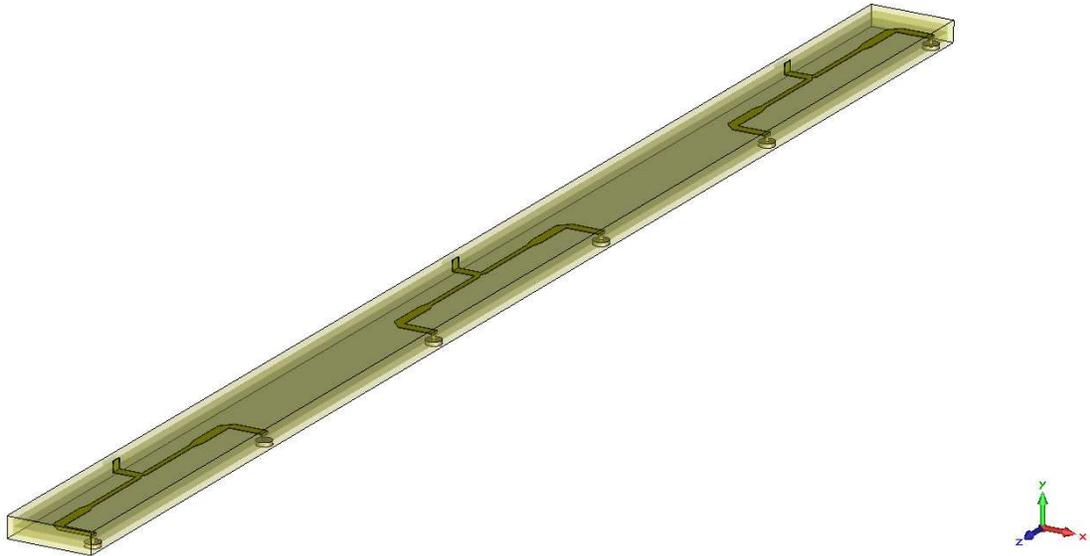


Figura VI-55: Primeiro nível da cadeia de divisores de potência.

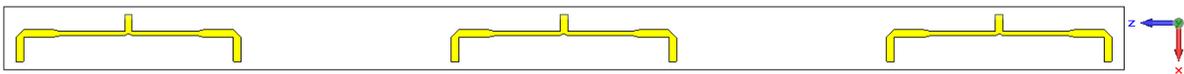


Figura VI-56: Visão de topo do primeiro nível da cadeia de divisores de potência.

Pode-se observar um único divisor na Figura VI-57. Nota-se que este apresenta conectores (no caso, conectores do tipo n de $75[\Omega]$) ligados às saídas do divisor e localizados no plano-terra inferior da estrutura. O detalhe do conector pode ser visualizado na Figura VI-58.

A fim de manter a simetria das linhas de fita, cada nível possui sua própria camada inferior e superior de dielétrico (EPS) com mesma altura $(h - t) / 2$. O primeiro

e o segundo níveis compartilham um mesmo plano terra, a placa metálica que fica superior ao primeiro nível e inferior ao segundo, como mostrado na Figura VI-52. Esta placa metálica apresenta 3 furos por onde passam as fitas dos divisores do primeiro nível até os divisores do segundo, como mostrado na Figura VI-59.

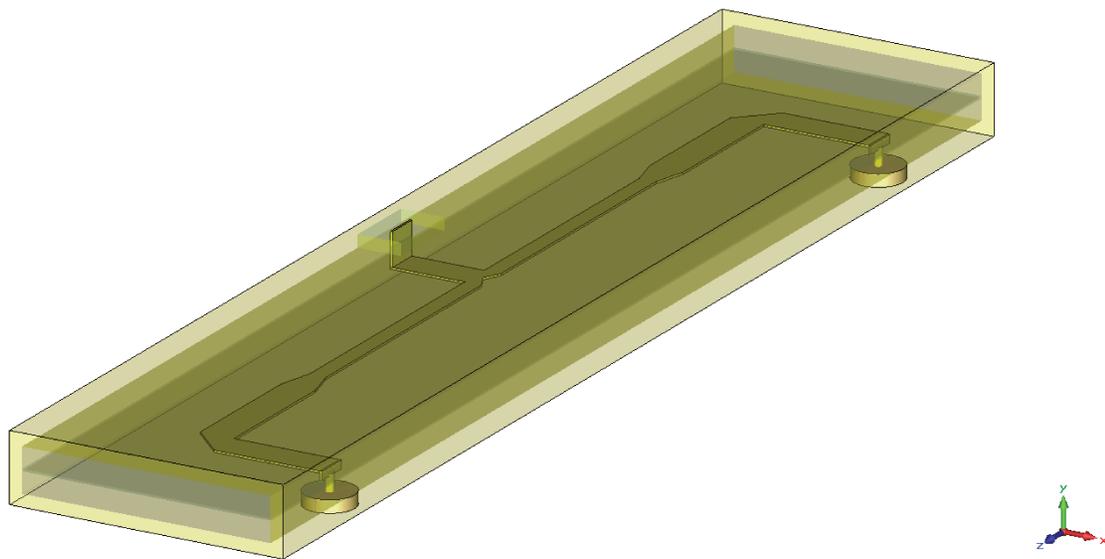


Figura VI-57: Divisor individual no nível 1.

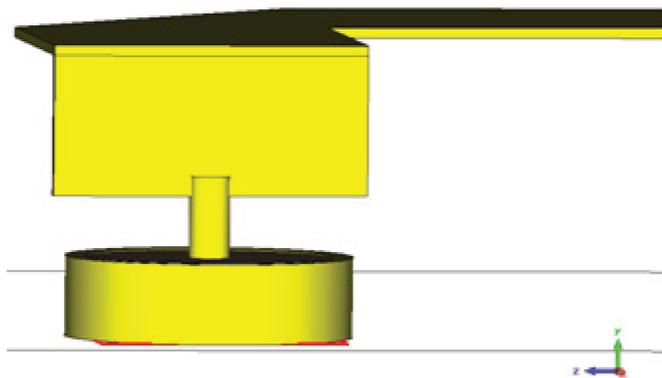


Figura VI-58: Detalhe de conexão entre a trilha do divisor e o conector do tipo n .

6.6.2) Nível 2:

O segundo nível da cadeia é formado por dois divisores de maior comprimento (mas mesmo comprimento de sintonia) que se ligam aos três divisores de potência do

primeiro nível através dos furos no plano-terra inferior, como mostrado na Figura VI-59. Pode-se observar uma visão de topo do primeiro e do segundo níveis da cadeia de divisores de potência nas Figura VI-56 e Figura VI-60 respectivamente.

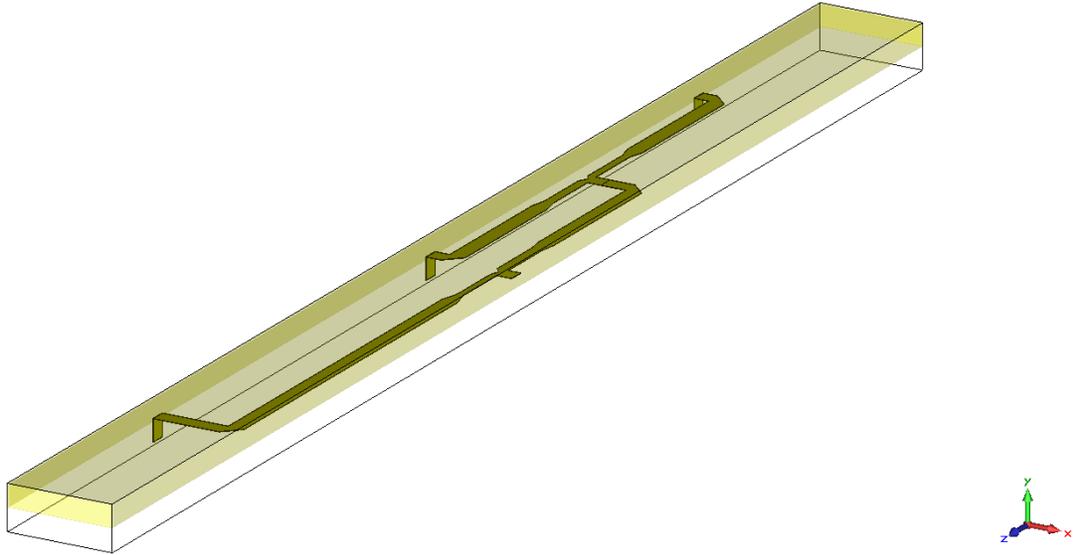


Figura VI-59: Segundo nível de divisores de potência.

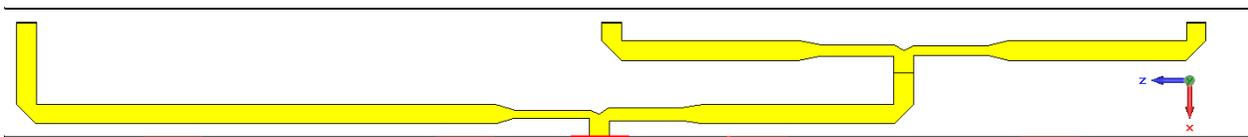


Figura VI-60: Visão de topo do segundo nível da cadeia de divisores de potência.

A Figura VI-61 apresenta um corte lateral na estrutura na posição em que os dois níveis estão conectados.

O efeito da descontinuidade da trilha pode causar algum acúmulo de campo na região da dobra da trilha. Pode-se observar que a intensidade de campo elétrico é maior nesta região na distribuição de campo mostrada na Figura VI-62. A fim de que não haja uma região com intensidade de campo muito elevada, a ponto de gerar ruptura do

dielétrico e consequente produção de faíscas, é necessário abaular as pontas da estrutura e evitar o efeito de acúmulo de campo nessa região.

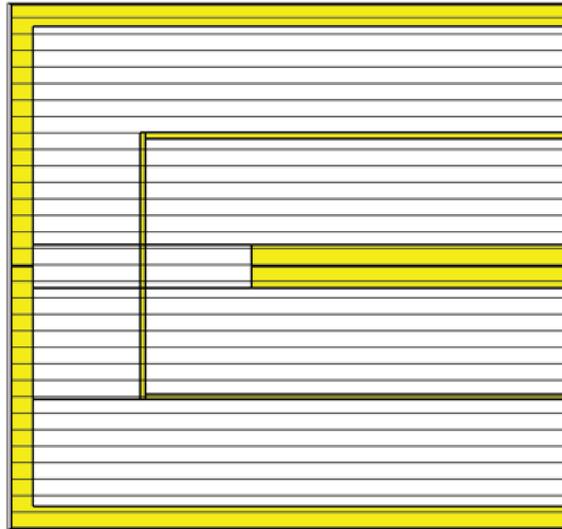


Figura VI-61: Vista lateral da transição entre dois níveis da cadeia de divisores.

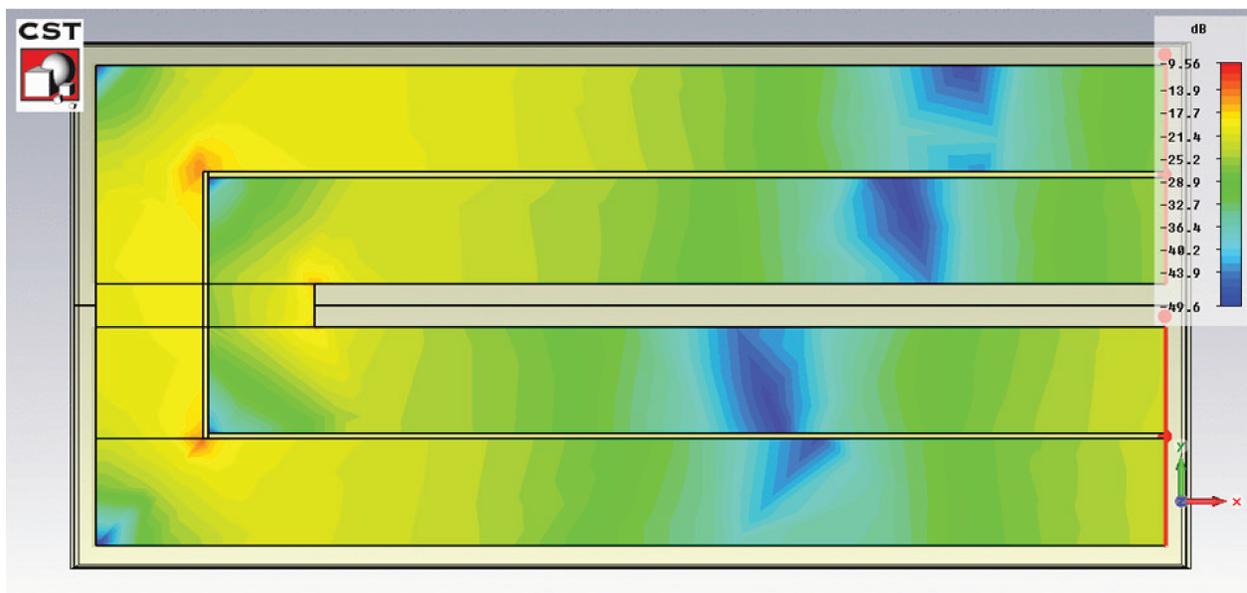


Figura VI-62: Efeito das pontas na estrutura devido à dobra da trilha.

6.6.3) Nível 3:

Uma vez que o Módulo B é um módulo de transição entre os Módulos A e C, é necessário ainda ter um terceiro nível, que dividirá a energia a ser entregue aos 6 elementos do Módulo B e os 12 elementos do Módulo C. Este está mostrado na Figura VI-63.

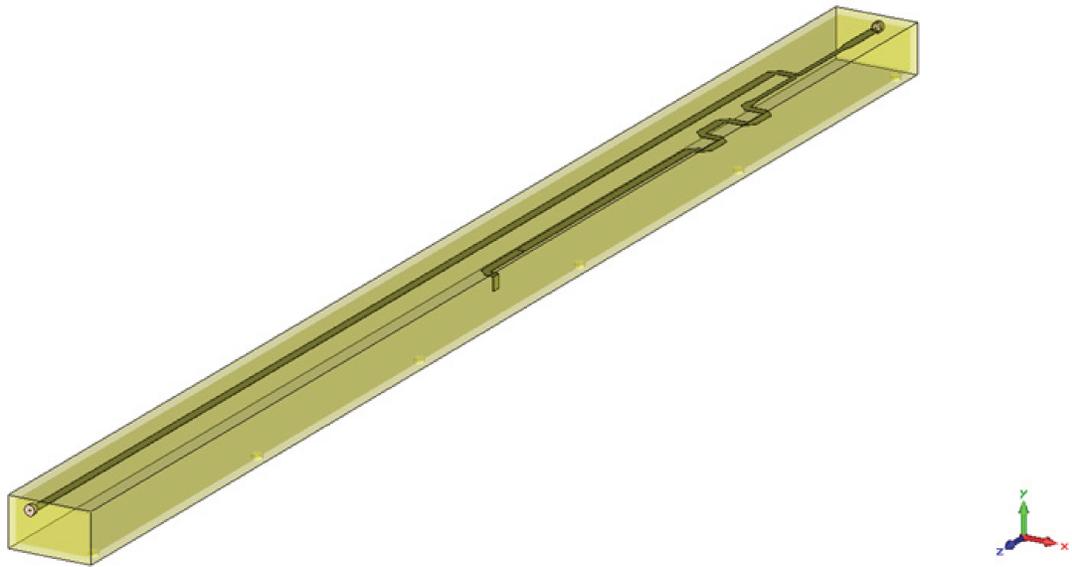


Figura VI-63: Nível 3 do Módulo B.

O nível 3 do Módulo B é formado por um único divisor de potência, e suas saídas são para o próximo módulo e para o nível 2 do Módulo B. É possível notar um atraso de fase na saída do divisor que segue para o nível 2. Essa ocorre a fim de manter o mesmo comprimento elétrico em todo o sistema de alimentação. No caso, a defasagem mostrada na Figura VI-63 ainda não é suficiente para corrigir o comprimento elétrico para este módulo.

Desta forma, o módulo B pode ser visualizado em partes nas Figura VI-64, Figura VI-65, Figura VI-66, Figura VI-67, Figura VI-68, Figura VI-69 e Figura VI-70:

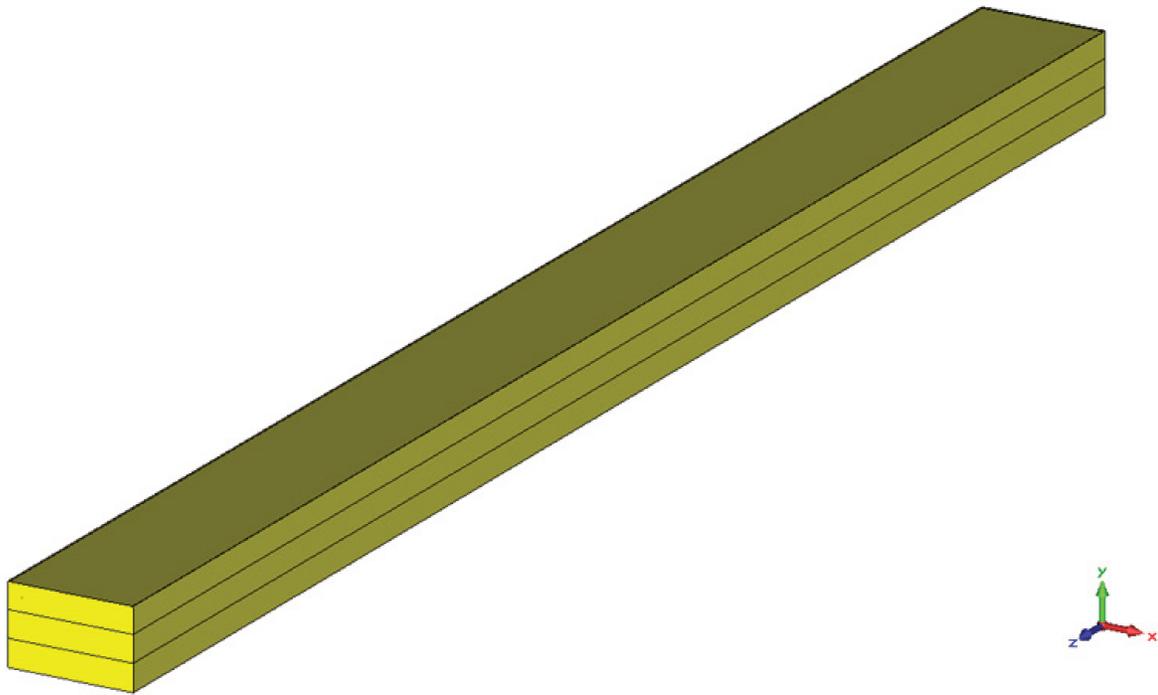


Figura VI-64: Caixa metálica do Módulo B com os 3 níveis.

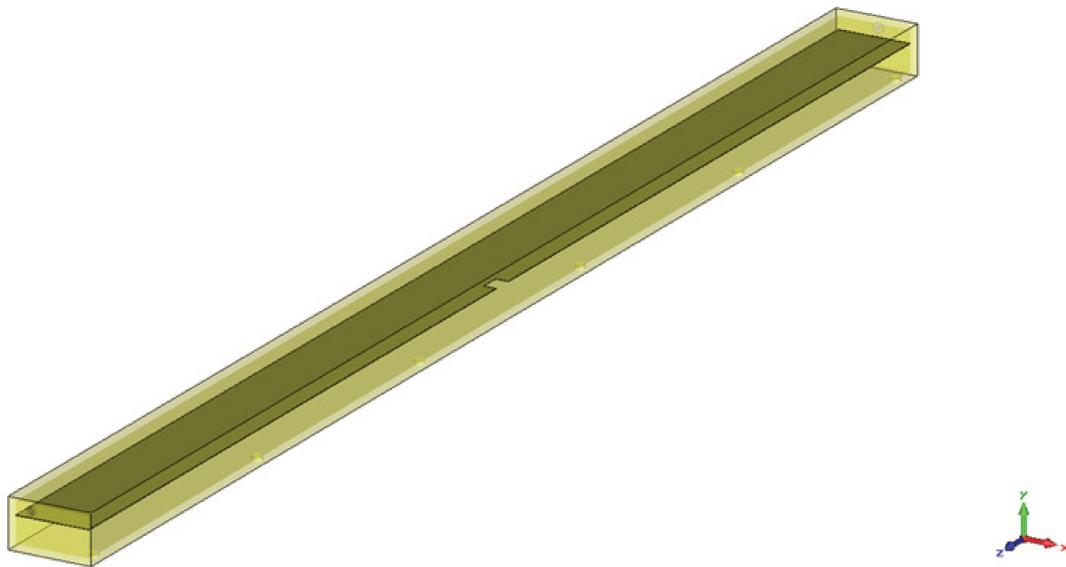


Figura VI-65: Plano-terra inferior do nível 3, com destaque para a transição entre os dois níveis.

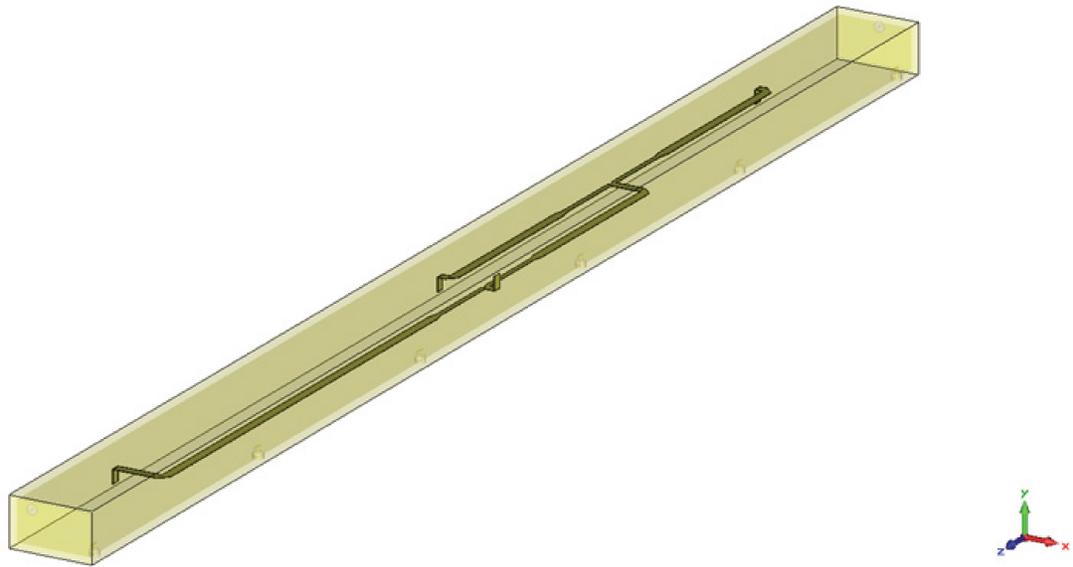


Figura VI-66: Nível 2 do Módulo B.

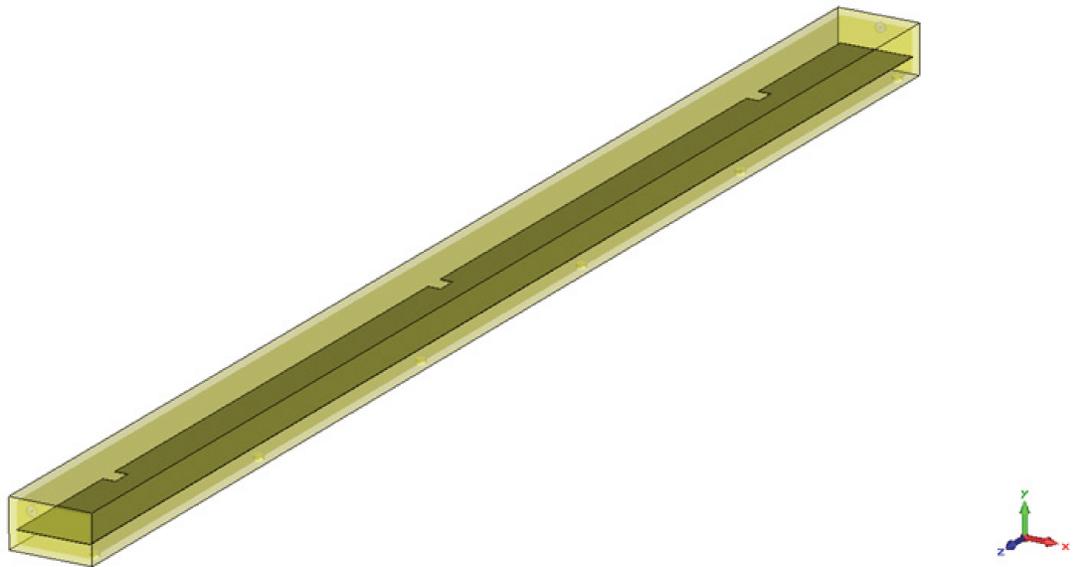


Figura VI-67: Plano-terra inferior do nível 2 do Módulo B.

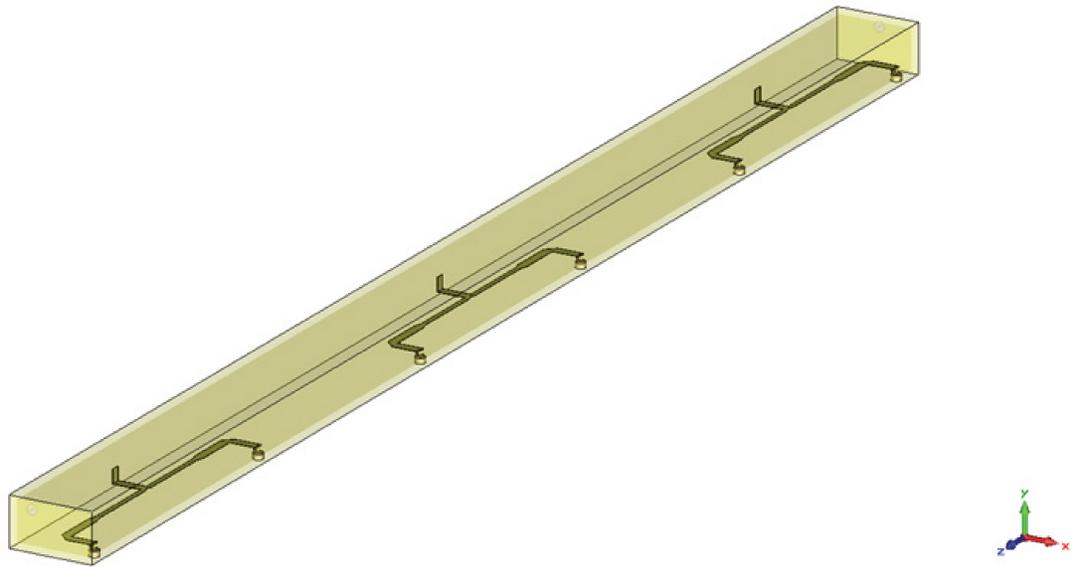


Figura VI-68; Nível 1 do Módulo B.

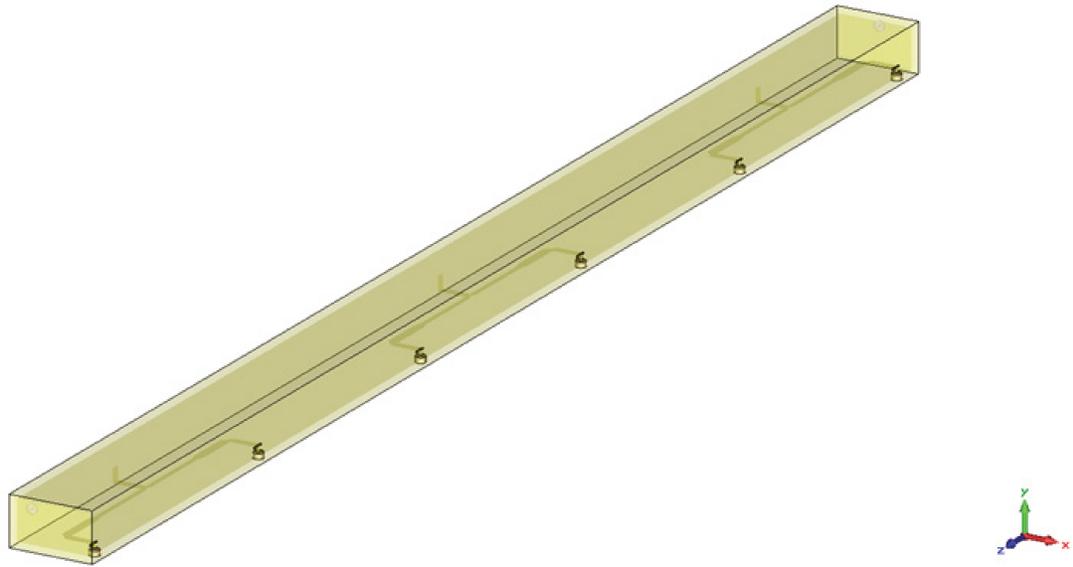


Figura VI-69: Conectores do tipo n no Módulo B.

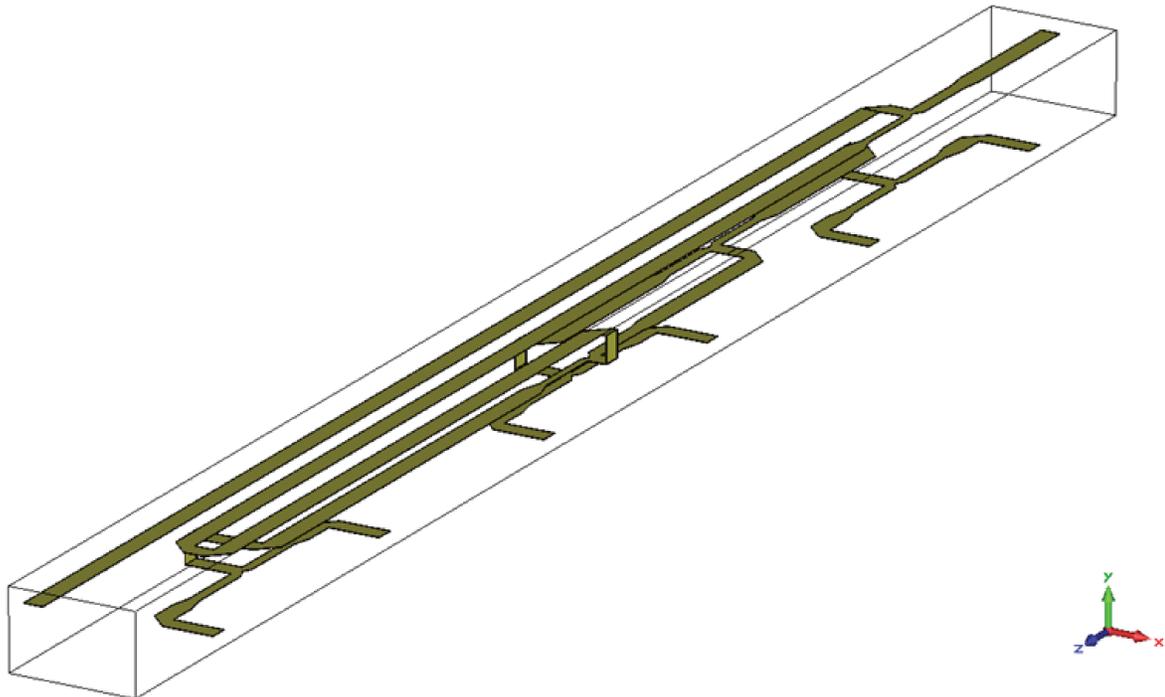


Figura VI-70: Cadeias de divisores empilhadas no Módulo B. Pode-se notar que o nível 3 apresenta outra configuração a fim de acertar o comprimento elétrico para o sistema.

6.7) MÓDULO C – 12 ELEMENTOS:

De forma análoga, o Módulo C pode ser formado por duas cadeias de divisores de potência iguais às utilizadas para o Módulo B, como pode ser visto na Figura VI-71.



Figura VI-71: Cadeias de divisores de potência para o Módulo C.

O mesmo raciocínio se aplica ao Módulo C, de modo que este pode ser visto a seguir na sua versão final nas Figura VI-72, Figura VI-73, Figura VI-74 e Figura VI-75:

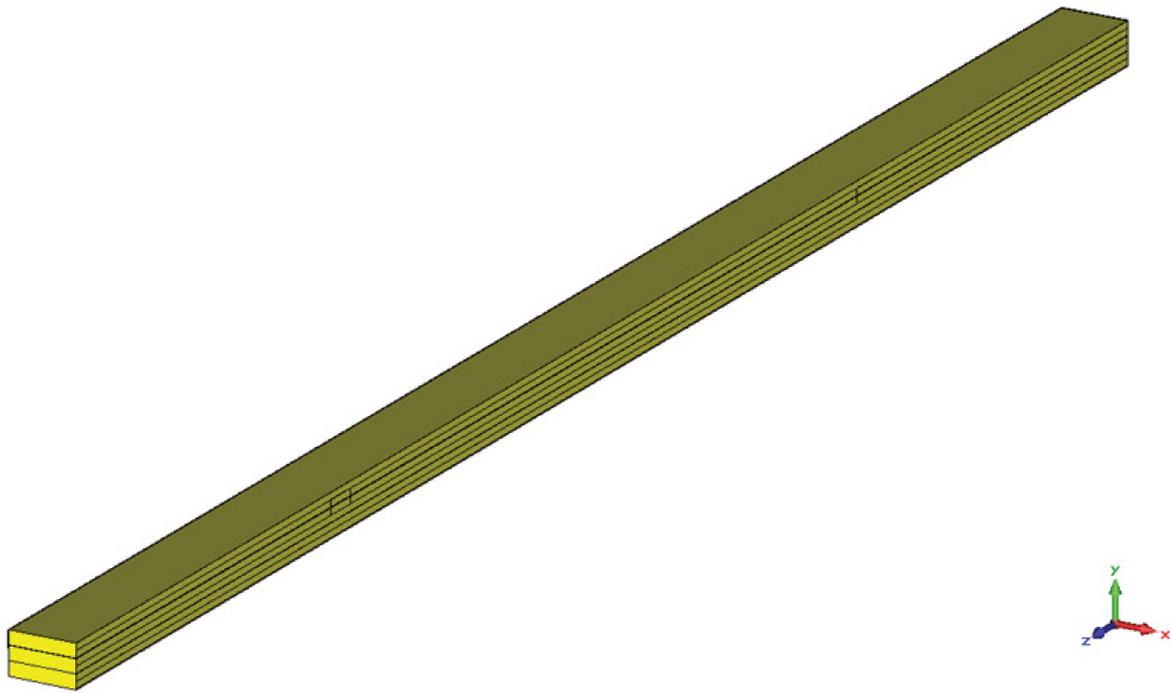


Figura VI-72: Caixa metálica do Módulo C incluindo os 3 níveis de divisores de potência.



Figura VI-73: Nível 1 do Módulo C, formado por 6 divisores de potência.



Figura VI-74: Nível 2 do Módulo C.

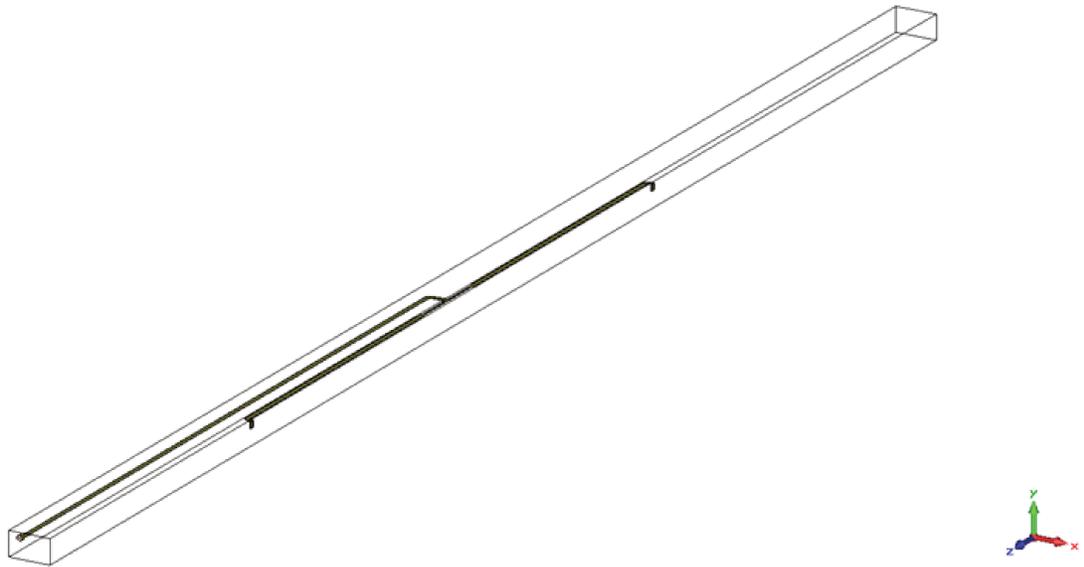


Figura VI-75: Nível 3 do Módulo C.

Pode-se notar, portanto, que o nível 3 do Módulo C é formado por um divisor de potência que tem suas duas saídas ligadas ao nível 2 do mesmo módulo.

CAPÍTULO VII:

CONCLUSÃO

"It wouldn't be inaccurate to assume that I couldn't exactly not say that it is or isn't almost partially incorrect."

Pinóquio – "Shrek the Third" (2007) – Jeffrey Katzenberg.

O desenvolvimento de um arranjo de antenas com 36 elementos é um projeto que agrega conhecimentos não somente de antenas e suas características, como diretividade, ganho ou casamento de impedância, mas também o conhecimento de arranjos de antenas e ponderação de amplitudes, bem como seus efeitos no diagrama de radiação do arranjo. Contudo, o desenvolvimento deste sistema implica na utilização de sistemas de guiamento eletromagnético que possibilitem a transmissão de energia agregando baixo custo, baixas perdas, e alta eficiência. Em alguns casos (sistemas de radares, por exemplo), é uma preocupação a redução do peso do sistema.

No sistema em questão, haja vista o grande número de elementos e o comprimento elétrico total do arranjo, escolheu-se trabalhar com um sistema de linhas de fita formado por material dielétrico que apresentasse perdas muito menores do que a dos materiais comerciais, como FR-4. Paralelamente, pelo tamanho do sistema, o material também não poderia comprometer a construção da linha de fita aumentando o peso do sistema.

A solução encontrada foi trabalhar com o poliestireno expandido (EPS), material que, devido a sua baixa densidade, apresenta constante dielétrica muito próxima à do ar e baixíssima tangente de perdas. Além das vantagens eletromagnéticas, o EPS é um material de baixo custo que não só agrega muito pouca massa ao sistema mas também permite sustentação física para a linha de fita. Contudo, a opção pelo EPS implica em cuidados extras para com alguns parâmetros de construção do sistema, como a precisão mecânica na construção das trilhas e na sua fixação no sistema. Uma vez que se perde a precisão que se pode conseguir com as placas convencionais de circuito impresso, é necessário trabalhar com atenção redobrada na feitura da trilha (que agora apresenta

uma espessura razoavelmente maior do que a espessura considerada em placas de circuito impresso – em torno de 7 vezes).

O desafio seguinte foi o de compactar o sistema de distribuição de energia em termos de largura total, o que foi conseguido através do empilhamento em 3 níveis dos arranjos de divisores de potência devidamente projetados a fim de garantir a potência correta em cada elemento.

Além de garantir a amplitude correta dos campos, não se podia descuidar da fase com que esse deveria chegar até as antenas. Era preciso que esta, na banda de operação desejada, fosse a mesma para todos os elementos do arranjo, de forma que não houvesse defasagem de uma antena para outra dentro da banda analisada. Este desafio só foi superado quando foi mantido constante o comprimento elétrico a ser percorrido pelos campos eletromagnéticos que chegavam a cada um dos elementos, sendo, em alguns casos, necessário fazer a energia percorrer trechos de forma aparentemente desnecessária somente com o intuito de garantir o mesmo comprimento elétrico do gerador até as antenas do arranjo.

É necessário ressaltar que este trabalho somente foi possível a partir da correta utilização de um software de simulação eletromagnética, o CST Design Studio[®], que permitiu, com uma interface amigável e grande precisão numérica, testar possíveis soluções aos problemas encontrados, projetar o sistema e testa-lo, sem jamais se esquecer de confrontar os resultados obtidos pelo software com a teoria eletromagnética presente em livros e artigos.

Desta forma, é possível afirmar que o desenvolvimento de um projeto deste nível proporciona ao profissional não somente a aplicação de conceitos e teorias adquiridas na faculdade ou a partir de livros, mas também a aplicação de uma metodologia científica que lhe propicie a realização de um sistema com grande aplicabilidade no panorama da engenharia por todo o mundo.

Sabe-se, também, que dificuldades foram encontradas durante o processo de desenvolvimento do arranjo e seu dispositivo de alimentação, principalmente no que tange ao tempo de simulação e à capacidade de memória e de processamento necessários para testar um sistema tão complexo (é necessário um grande poder computacional para simular o sistema completo). É também relevante atentar para o fato de que dificuldades

precisam ser superadas em relação à precisão necessária à construção deste sistema. À medida que o comprimento de onda se torna menor, é necessária maior precisão na construção dos componentes do projeto. Contudo, são dificuldades como essas que inspiram futuros trabalhos que por ventura aperfeiçoarão o projeto até então desenvolvido.

7.1) TRABALHOS FUTUROS:

Como trabalhos futuros, é importante avaliar as dificuldades de construção e montagem do projeto, e implementá-lo na prática, testando as possíveis falhas que não foram previstas durante o projeto e confrontando os resultados experimentais com os de simulação.

CAPÍTULO VIII:

REFERÊNCIAS

"I have doubts. I have such doubts!"

Irmã Aloysius Beauvier – “Doubt” (2008) – John Patrick Shanley

- [1] BLUMTRITT, O., "Tracking the History of Radars." *IEEE Global History Network*. [Online] 1994. [Citado em: 30 de Julho de 2010.]
http://www.ieeeahn.org/wiki/images/0/0e/Tracking_the_History_of_Radar.pdf.
- [2] PAGE, R. M., *The Origin of Radar*. s.l. : Anchor Books, 1962.
- [3] ROWE, A. P., *One Story of Radar*. s.l. : Cambridge University Press, 1978.
- [4] RIBEIRO, José Antônio Justino., *Engenharia de Microondas - Fundamentos e Aplicações*. 1ª edição. São Paulo : Ed. Érica, 2008. ISBN: 9788536502090.
- [5] IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., "IEEE Xplore® Digital Library." *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*. [Online] Revisão de IEEE Std 145-1983, 18 de Março de 1993. [Citado em: 30 de Julho de 2010.]
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=2785>.
- [6] ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações., "Norma para Certificação e Homologação de Antenas Lineares." *Site da ANATEL*. [Online] Resolução ANATEL n° 366, de 13 de Maio de 2004, 13 de Maio de 2004. [Citado em: 01 de Agosto de 2010.]
<http://sistemas.anatel.gov.br/sacp/Contribuicoes/TextoConsulta.asp?CodProcesso=C443&Tipo=1&Opcao=realizadas>.
- [7] BALANIS, Constantine A., "Input Impedance." *Antenna Theory - Analysis & Design*. 3ª edição. Hoboken : Wiley, 2005, Ch. 2.13, pp. 80-85.
- [8] —. "Matching Techniques." *Antenna Theory: Analysis and Design*. 3ª edição. Hoboken : Wiley, 2005, Ch. 9.3, pp. 523-541.

- [9] SILVA, A. M. P., DUPLAT, D. N. e FIGUEROA, H. E. H., "Aerotrtransported Radar for Oil Spills Monitoring." Berlin, Germany : s.n., 03/2009. EUCAP 2009 - 3rd European Conference on Antennas and Propagation.
- [10] SILVA, A. M. P., DUPLAT, D. N. e FIGUEROA, H. E. H., "An Aerotrtransported Radar Design." Belém-PA, Brasil : s.n., 2009. IMOC 2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference.
- [11] BARTON, David K. e LEONOV, Sergey A., "Weighting." *Radar Technology Encyclopedia*. Norwood, MA : Artech House Publishers, 02/1997, p. 483.
- [12] HOWE, Harlan Jr., *Stripline Circuit Design*. 2^a ed. Acton : Artech House, 1974. ISBN-10: 0890060207.
- [13] CAMPBELL, G. A. e FOSTER, R. M., "Maximum output network for telephone substation and repeater circuits." *Trans. AIEE*. 1920, Vol. 39, pp. 231-280.
- [14] CARLIN, H. J., "The Scattering Matrix in Network Theory." *IRE Transactions on Circuit Theory*. June de 1956, Vol. 3, pp. 88-97.
- [15] OLINER, A. A., "Historical Perspectives on Microwave Field Theory." *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, September de 1984, Vols. MTT-32, pp. 1022-1045.
- [16] POZAR, David M., "Microwave Network Analysis." [A. do livro] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. 3^a. s.l. : Wiley, 2004, pp. 161-221.
- [17] VULTONEN, M., et al., "APLAC-Objected-oriented circuit simulator and design tool." [A. do livro] GERSON A. MACHADO. *Low-Power HF Microelectronics - A unified approach*. London : INSPEC/IEE, 1996, Vol. 8, 9, pp. 333-365.
- [18] KUROKAWA, K., "Power Wave and the Scattering Matrix." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Mar de 1965, Vols. vol. MTT-13, pp. pp. 194-204.
- [19] FEYNMAN, Richard Phillips., "The Feynman Lectures on Physics." s.l. : Addison Wesley Longman, 1989, Vol. II, Ch. 32: Refractive index of dense materials.
- [20] BALANIS, Constantine A., *Advanced Engineering Electromagnetics*. Hoboken : s.n., 1989. p. 79. ISBN: 978-0-471-62194-2.
- [21] Good Fellow., [Online] [Citado em: 25 de 07 de 2010.] <http://www.goodfellow.com/>.

[22] Knauf., [Online] [Citado em: 25 de 07 de 2010.] <http://www.knauf-isopor.com.br/html/empresa.php>.

[23] ANATEL - Agência Nacional de Telecomunicações., "Regulamento sobre Equipamentos de Radiocomunicação de radiação restrita." *Site da ANATEL*. [Online] Anexo à resolução nº 365, de 10 de maio de 2004, 10 de Maio de 2004. [Citado em: 30 de Julho de 2010.]
http://www.anatel.gov.br/Portal/documentos/biblioteca/Resolucao/2004/Anexo_res_365_2004.pdf.

[24] —. "Regulamento sobre Limitação da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos na Faixa de Radiofrequências entre 9 kHz e 300 GHz." *Site da ANATEL*. [Online] Anexo à resolução nº 303 de 2 de julho de 2002, 2 de Julho de 2002. [Citado em: 30 de Julho de 2010.]
http://www.anatel.gov.br/Portal/documentos/biblioteca/resolucao/2002/anexo_res_303_2002.pdf.

[25] BALANIS, Constantine A., *Teoria de Antenas: Análise e Síntese*. [trad.] J. R. Souza. 3ª Edição. Rio de Janeiro : LTC, 2009. p. 44. Vol. 1. ISBN: 8521616538.

[26] —. *Advanced Engineering Electromagnetics*. Hoboken : Wiley, 1989. p. 79. ISBN: 978-0-471-62194-2.

[27] COLLIN, Robert E., *Foundations for Microwave Engineering*. 2ª edição. Nova Iorque : Wiley, 2000. ISBN-10: 0780360311.

[28] BALANIS, Constantine A., "Wave Propagation and Polarization." [A. do livro] Constantine A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. Hoboken : Wiley, 1989, 3, pp. 129-179.