

PUCRS

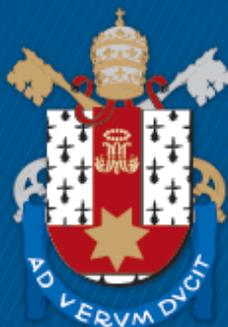
PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LISSANDRO GERHARDT

**TRANSDUTOR DE MODO ORTOGONAL COMPACTO
COM PORTAS DE INTERFACE SIMÉTRICAS**

Porto Alegre
2019

PÓS-GRADUAÇÃO - *STRICTO SENSU*



Pontifícia Universidade Católica
do Rio Grande do Sul

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA POLITÉCNICA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LISSANDRO GERHARDT

**TRANSDUTOR DE MODO ORTOGONAL COMPACTO
COM PORTAS DE INTERFACE SIMÉTRICAS**

Orientador: Prof. Fernando César Comparsi de Castro, Dr.

Porto Alegre – RS, Brasil

2019

Ficha Catalográfica

G368t Gerhardt, Lissandro

Transdutor de Modo Ortogonal Compacto com Portas de Interface Simétricas / Lissandro Gerhardt . – 2019.

113.

Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PUCRS.

Orientador: Prof. Dr. Fernando César Comparsi de Castro.

1. Orthomode Transducer. 2. Enlace de Rádio Digital. 3. Enlace de antenas de micro-ondas. 4. Enlace de alta capacidade. 5. OMT. I. de Castro, Fernando César Comparsi. II. Título.

Elaborada pelo Sistema de Geração Automática de Ficha Catalográfica da PUCRS
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Bibliotecária responsável: Salete Maria Sartori CRB-10/1363

LISSANDRO GERHARDT

**TRANSDUTOR DE MODO ORTOGONAL COMPACTO COM
PORTAS DE INTERFACE SIMÉTRICAS**

Dissertação apresentada ao programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, como requisito para obter o grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sinais, Sistemas e Tecnologia da Informação.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações.

Orientador: Prof. Fernando César Comparsi de Castro, Dr.

Porto Alegre – RS, Brasil

2019

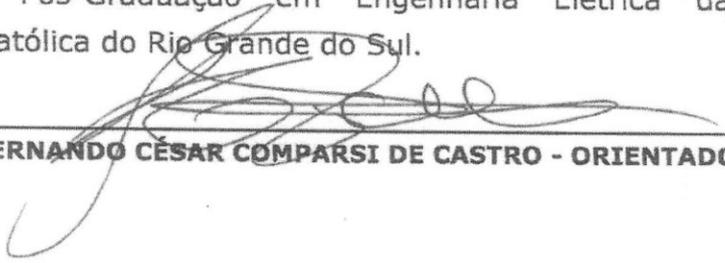


Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul
ESCOLA POLITÉCNICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE

TRANSDUTOR DE MODO ORTOGONAL COMPACTO COM PORTAS DE INTERFACE SIMÉTRICAS

CANDIDATO: LISSANDRO GERHARDT

Esta Dissertação de Mestrado foi julgada para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.



DR. FERNANDO CÉSAR COMPARSI DE CASTRO - ORIENTADOR

BANCA EXAMINADORA



DR. MARCELO BENDER PEROTONI - UFABC



**DR. DARIO F. GUIMARÃES DE AZEVEDO - PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA - PUCRS**

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a todas as pessoas que me apoiaram nesta jornada, que me fizeram acreditar que esta conquista seria possível.

Não tenho palavras para expressar minha gratidão e incondicional apoio da Professora Maria Cristina Felippetto de Castro, que sempre me apoiou em todas as horas difíceis, com seu otimismo e incansável ajuda para que este sonho se tornasse realidade.

Ao meu orientador Prof. Fernando César Comparsi de Castro, pela sua prontidão, estando sempre disponível para me ajudar, tanto com as dúvidas oriundas dos trabalhos ao decorrer do mestrado e na preparação desta dissertação. Fica aqui também registrado em especial, minha admiração ao seu conhecimento científico na área de telecomunicações, e sua inesgotável fonte de conhecimento em todas as áreas e dispositivos que compõem um sistema de comunicação. Informações estas, foram fundamentais para tornar este trabalho possível. Me sinto muito sortudo em ter encontrado uma pessoa tão apaixonada pela ciência. Se não fosse sua atitude de me encorajado a fazer o mestrado em paralelo a minha vida profissional, eu sozinho, não teria tido coragem.

Finalmente, gostaria de expressar minha eterna gratidão a uma pessoa muito especial que admiro muito, a minha esposa. Que teve que adaptar toda sua rotina de trabalho e assumir uma carga extra junto aos filhos, os quais tiveram que ficar muitos finais de semana sem a companhia do pai. Ela soube administrar tudo, dando-me liberdade para que eu pudesse estudar mesmo nos momentos complicados.

À minha filha Melissa, que muitas vezes ficou triste por não ter o pai perto para brincar e ao meu Filho Pedro, que veio ao mundo exatamente no início do mestrado, agora terei muito mais tempo para acompanhar vocês nesta linda jornada que é a vida!

Por último, à toda equipe de colaboradores da ALGcom, que me oportunizaram e supriram a minha ausência nos dias de trabalho.

"Na engenharia, nada é difícil ou incompreensível, é apenas desconhecido ou pouco estudado."

(Autor desconhecido)

RESUMO

Uma conexão de banda larga por intermédio de um enlace via rádio deve seguir rigorosamente as especificações do órgão regulamentador das Telecomunicações de cada país. O uso racional do espectro permite estabelecer enlaces com menor interferência, permitindo que empresas concorrentes neste segmento do mercado possam competir sem interferir umas com as outras.

Com o passar dos anos, torna-se cada vez mais difícil encontrar faixas livres do espectro. Uma maneira de aprimorar o uso racional do espectro é por intermédio de enlaces que operam em dupla polarização. Para validar esta afirmação, é necessário que o enlace opere em ambas as polarizações exatamente no mesmo canal. Por consequência disso, a indústria de rádios e antenas precisa encontrar novos caminhos, para que os equipamentos comportem a utilização simultânea de dois canais isolados apenas pela polarização da onda eletromagnética em seus dispositivos.

Um dispositivo essencial que promove este recurso é o Transdutor de Modo Ortogonal. Este dispositivo é responsável por separar duas ondas eletromagnéticas que viajam em um guia de onda em polarizações ortogonais uma em relação à outra, disponibilizando-as em duas portas de interface, cada sinal de uma forma isolada. O Transdutor de Modo Ortogonal localiza-se entre a antena e os equipamentos de rádio.

Nesta dissertação de mestrado foi realizada a pesquisa e o desenvolvimento de um Transdutor de Modo Ortogonal utilizando um novo conceito de acoplamento simétrico, em forma de "T". Tal geometria inovadora resultou em um dispositivo compacto, com baixas perdas, alta isolação entre portas, e com até 20% de largura de banda.

A pesquisa que resultou na nova geometria do dispositivo foi realizada com o apoio de um *software* de simulação eletromagnética. São também apresentados resultados práticos através da construção de um protótipo funcional, bem como medidas em laboratório.

Palavras chaves: *Orthomode Transducer*. Enlace de Rádio Digital. Enlace de antenas de micro-ondas. Enlace de alta capacidade. OMT.

ABSTRACT

A broadband radio link connection must strictly follow the specifications of the telecommunications regulatory of each country. With the rational use of the spectrum it is possible to establish radio links with less interference, allowing companies competing in this market segment without interfering each other.

Over the years, it has become hard to find free spectrum bands. One way to enhance the rational use of the spectrum is through links that operate in dual polarization. To validate this statement, it is necessary that the link operates both polarizations exactly at the same channel. As a result, radio and antenna industry needs to find new ways so that the equipment allows simultaneously the use of two channels isolated only by polarization of the electromagnetic wave in their devices.

An essential device that promotes this feature is the Orthomode Transducer. This device is responsible for separating two electromagnetic waves that travels in a waveguide in orthogonal distinct polarizations with respect to each other, making them available in two interface ports, each signal in an isolated way. The Orthomode Transducer is located between the antenna and the radio equipment.

In this dissertation, the research and development of an Orthomode Transducer was carried out using a new symmetrical coupling concept, in the form of a "T". Such innovative geometry has resulted in a compact device, with low loss, high isolation between ports, and up to 20% of bandwidth.

The research results of this new geometry device were carried out with the support of an electromagnetic simulation software. Practical results are also presented through the construction of a functional prototype, as well as laboratory measurements.

Key words: Orthomode transducer. Digital Radio Link. Connection of microwave antennas. High capacity links. OMT.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Antena parabólica blindada com dois rádios acoplados por um OMT.....	25
Figura 2 – OMT assimétrica acoplada ao alimentador da parábola.	26
Figura 3 – Geometria em formato “T” do OMT – (OMT com portas de interface em lados opostos).	26
Figura 4 - Geometria de um guia retangular.....	35
Figura 5 - Atenuação de uma guia de onda retangular em função dos seus modos de propagação.	41
Figura 6 – Representação dos campos elétricos e seus modos de propagação em um determinado guia de onda retangular com dimensões $a > b$	42
Figura 7 - Representação de um guia de onda circular.....	42
Figura 8 - Atenuação dos modos de propagação aplicados a um guia circular com $a = 2,54cm$	46
Figura 9 - Representação das linhas de campo para um guia de onda circular.....	47
Figura 10 - Representação de um guia de onda circular operando no seu modo fundamental TE_{11}	47
Figura 11 – Exemplo de uma envoltória do diagrama de radiação da norma ETSI EN 302 217-4. A linha preta contínua especifica a necessidade de blindagem ao ruído lateral e traseiro de uma antena. A linha laranja tracejada, trata a rejeição à polarização cruzada.	50
Figura 12 - Equipamento Rádio com flange retangular do tipo WR [60154 IEC].....	51
Figura 13 - Adaptador entre o equipamento rádio e a antena. Este adaptador tem por finalidade a conversão de um guia circular (lado da antena), para um guia retangular (lado do rádio).....	51
Figura 14 - Equipamento para enlace em polarização simples, ilustrado o conjunto montado.	51
Figura 15 - Representação de uma antena com OMT e dois equipamentos de rádio.....	52
Figura 16 - Representação matemática de um OMT – Quadripolo.	53
Figura 17 - Representação esquemática de um OMT.....	54

Figura 18 - Linhas de campo em um guia quadrado. (Campo Elétrico = linhas solidas) (Campo Magnético = linhas tracejadas)	55
Figura 19 - OMTs de ramificação/afunilamento assimétrico. (a) Transformação em etapas, (b) Afunilamento contínuo, (c) Afunilamento com transformação circular para retangular, (d) Projeto Híbrido com interface coaxial.....	58
Figura 20 - OMT assimétrico Tipo 1 junto ao alimentador da antena. Dois guias de onda em paralelo no percurso até a posição focal da parábola.....	58
Figura 21 – OMT assimétrica Tipo 1 com prolongamento das ramificações de saída.....	59
Figura 22 – Guia de onda flexível utilizado para conectar e afastar mecanicamente os equipamentos de rádio quando se utilizam OMTs de tamanho reduzido.	60
Figura 23 – OMT assimétrico tipo 1. Utilização de dois guias de onda flexíveis para conexão aos equipamentos.....	60
Figura 24 – Exemplificação de quatro tipos de OMTs que se utilizam de um septo para facilitar a separação dos sinais ortogonais.	61
Figura 25 – OMT de Banda Estreita: (a) Ramificação angular com interfaces quadradas, (b) Ramificação angular com interfaces circulares.	62
Figura 26 - (a) Guia de onda principal quadrado com portas de interface retangulares perpendiculares nas paredes laterais, (b) Guia de onda principal circular com portas de interface retangulares perpendiculares nas paredes laterais, (c) Guia de onda principal quadrado com as portas de interface em apenas uma lateral, de modo sequencial, na qual uma interface acopla o campo H e a outra o campo E, (d) OMT do tipo híbrida, com duas portas coaxiais.....	63
Figura 27 – Visualização das duas parcelas de cada sinal ortogonal sendo acoplados nas portas de interface opostas.	64
Figura 28 – OMT de Banda Larga do tipo “ <i>Turnstile</i> ” com recombinação das portas copolares	65
Figura 29 - Pseudo OMT Simétrico muito comum no mercado.....	68

Figura 30 - OMT produzido pela ALGcom. Pode-se verificar que os equipamentos de rádio ficam em lados opostos, porém assimétricos. Modelo teórico – OMT tipo 1 com prolongador na interface Horizontal e posterior curva de 90 graus.	69
Figura 31 - OMT atual da ALGcom. Várias partes móveis que devem ser precisamente encaixadas e vedadas para obter-se o produto final.	70
Figura 32 – OMT ideal. Menor trecho de acoplamento entre antena e os rádios. Promovendo simetria de acoplamento com a menor perda de inserção.	71
Figura 33 - Geometria externa da OMT [1] – Portas de interface em lados opostos, com guia de modo comum circular.	72
Figura 34 – Geometria interna do OMT proposto por [1]. Modelo utilizado na simulação eletromagnética.	73
Figura 35 – Parâmetros S das três portas, indicando um rendimento não satisfatório na Porta “E-plane”	74
Figura 36 - Resultado final do artigo [1]. Parâmetros S das medias de acoplamento após arredondamentos de cantos e arestas, segundo o autor.	75
Figura 37 - Visualização de uma antena completa com OMT simétrico.	77
Figura 38 - Simulação de um trecho de LT circular com $d=31,75\text{mm}$ de diâmetro.	78
Figura 39 – Simulação - Variação da Impedância Característica no Guia Circular ($d=31,75\text{ mm}$)	79
Figura 40 - Resposta em Frequência dos modos TE_{11} e Modo TM_{11} respectivamente. Simulação no CST Microwave Studio	80
Figura 41 - Modos TE_{11} e Modo TM_{11} respectivamente. Guia circular em estudo.	82
Figura 42 – Simulação - Resposta em frequência de um guia quadrado de 28 mm de aresta.	84
Figura 43 – Simulação - Variação da Impedância Real do guia quadrado de aresta = 28 mm.	85
Figura 44 – Simulação - Variação da Impedância Imaginária do guia quadrado de aresta = 28 mm.	85

Figura 45 - Modo TE_{01} – Campo E na polarização Horizontal – Campo H na polarização Vertical	86
Figura 46 - Modo TE_{10} – Campo E na polarização Vertical – Campo H na polarização Horizontal	86
Figura 47 - Modo TE_{11} – Campo E na normal com às paredes – Campo H em anéis semicirculares	86
Figura 48 - Modo TM_{11} – Campo E sentido Radial ao centro – Campo H em círculos com relação ao centro do guia	87
Figura 49 - Desenho do OMT e suas partes principais.	90
Figura 50 - Indicação dos modos de primeira ordem em cada porta do OMT.....	90
Figura 51 – Componente de sintonia fina que provoca a separação dos modos ortogonais do guia principal. <i>Ridges</i> com um cilindro central de acoplamento.	91
Figura 52 – Projeto OMT – CST Microwave Studio – Simulação estabelecida no domínio da frequência, e rede <i>Mesh</i> no modo de tetraedros.	91
Figura 53 – Ramificações (V/H), indicando a propagação da OEM em ambas interfaces, e conseqüentemente a rejeição à polaridade oposta.	92
Figura 54 – Corte central da OMT, visualiza-se o acoplamento do campo elétrico na porta de interface de Polarização Vertical.....	93
Figura 55 – Corte central da OMT, visualiza-se o acoplamento do campo elétrico na porta de interface de Polarização Horizontal.....	93
Figura 56 - Resultados Simulados – Parâmetros S – OMT 1ª Versão	94
Figura 57 – Resultados Simulados – Perda por inserção (Entrada/Saída)	95
Figura 58 – Melhora no <i>Design</i> entre a Antiga OMT da ALGcom e a OMT Reformulada (1ª Versão)	96
Figura 59 – Bloco usinado da face referente à polarização vertical. Ao centro, localiza-se o pino de ajuste e acoplamento.	97
Figura 60 – Bloco Usinado da face referente à polarização horizontal.	97
Figura 61 – Desenho 3D da montagem final do conjunto (Iluminador da antena + OMT)	98
Figura 62 – Medição Final do conjunto (OMT 1ª Versão + Iluminador da antena)	98
Figura 63 – Resultado de medição - Perda por Inserção (Entrada/Saída) – Porta V.....	99

Figura 64 – Resultado de medição - Perda por Inserção (Entrada/Saída) – Porta H	99
Figura 65 - Resultado medição – Perda de Retorno (V/H) e Isolação entre portas.....	100
Figura 66 - Nova geometria proposta pelo Autor – Denominada como OMT 2 ^a Versão	101
Figura 67 – Nova topologia de cumes de acoplamentos internos da Porta Horizontal, e cavidade auxiliar para acoplamento da Porta Vertical.....	102
Figura 68 – Sentido de usinagem dos cumes (<i>Ridges</i> de Acoplamento).....	103
Figura 69 – Visualização do Campo Elétrico em ambas portas de Interface.	103
Figura 70– Variáveis de ajuste de sintonia da estrutura do OMT.....	104
Figura 71 – Visualização do setup de divisão da rede de elementos (Tetraedros/Domínio Frequência).....	105
Figura 72 – Resultados de simulação – Perda por Retorno (V/H) e Isolação entre portas.....	106
Figura 73 – Resultados de simulação – Perda de Inserção (Entrada/Saída) Portas (V/H).....	106
Figura 74 – Foto da medição do OMT 2 ^a Versão.....	107
Figura 75 – Componentes usinados do OMT 2 ^a Versão.....	107
Figura 76 – Perda de Inserção (Entrada/Saída) referente à Porta Vertical	108
Figura 77 – Perda de Inserção (Entrada/Saída) referente à Porta Horizontal	108
Figura 78 – Eficiência de Acoplamento referente à Porta Vertical	109
Figura 79 – Eficiência de Acoplamento referente à Porta Horizontal	109
Figura 80 – Medição da Isolação entre Portas (V/H).....	110
Figura 81 – Solução Final com ilustração do acoplamento do OMT à Antena.....	110
Figura 82 – Composição final do produto integrado à uma antena e dois rádios digitais.	112

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores de p'_{nm} para os Modos TE de um guia circular.....	45
Tabela 2 - Características gerais dos OMTs a serem inicialmente desenvolvidos.....	76
Tabela 3: Variação da parte real da impedância dos guias de onda.....	87
Tabela 4 – Flanges Padronizados para interconexão de guias de ondas.....	88
Tabela 5 – Síntese dos Resultados.....	112

LISTA DE ABREVIações E ACRÔNIMOS

OEM	Onda Eletromagnética
TM	Campo Magnético Transversal
TE	Campo Elétrico Transversal
TEM	Campo Eletromagnético Transversal
RL	<i>Return Loss</i> (Perda por Retorno em dB)
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i> (Taxa de Onda Estacionária)
E	Campo Elétrico
H	Campo Magnético
CST	<i>Software</i> de Simulação Eletromagnética
BW	<i>Bandwidth</i> (Largura de Banda)
RIDGE	Guia de onda modificado com cumes internos
PEC	Perfect Electric Conductor (Condutor Ideal)
MiMo	Sistemas que operam com múltiplas entradas/saídas
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i> (Simbologia de Rede sem Fio)
VNA	Vector Network Analyzer (Analisador de Redes Vetorial)

CONTEÚDO

AGRADECIMENTOS	6
RESUMO	8
ABSTRACT	9
LISTA DE FIGURAS	10
LISTA DE TABELAS	15
LISTA DE ABREVIÇÕES E ACRÔNIMOS	16
1. INTRODUÇÃO	19
1.1. FUNDAMENTOS TÉCNICOS E DE MERCADO.....	21
1.2. ASPECTOS TÉCNICOS DE UM OMT.....	24
1.3. REQUERIMENTOS DE PROJETO.....	26
2. REFERENCIAL TEÓRICO	27
2.1. EQUAÇÕES DE ONDA – DEFINIÇÕES.....	27
2.2. ONDA PLANA EM UM MEIO SEM PERDAS.....	28
2.3. MODOS DE PROPAGAÇÃO NO GUIA DE ONDA.....	30
2.4. GUIAS DE ONDA – SOLUÇÃO GERAL.....	31
2.5. ONDAS - TE.....	33
2.6. ONDAS - TM.....	34
2.7. GUIA DE ONDAS RETANGULARES.....	35
2.8. GUIA RETANGULAR - MODO TE.....	35
2.9. GUIA RETANGULAR - MODO TM.....	39
2.10. GUIA DE ONDA CIRCULAR.....	42
2.11. GUIA CIRCULAR - MODO TE.....	43
2.12. GUIA CIRCULAR - MODO TM.....	46
3. OMT – TEORIA BÁSICA E PRINCIPAIS MODELOS	48
3.1. OMT NOS ENLACES DIGITAIS.....	48
3.2. ESQUEMÁTICO BÁSICO DE UM OMT.....	53
3.3. PRINCIPAIS TIPOS DE OMTS.....	57
3.3.1 OMT TIPO 1 – BANDA ESTREITA.....	57
3.3.2. OMT TIPO 2 - BANDA ESTREITA (<i>SEPTUM/BRANCHING</i>).....	61
3.3.3. OMT DE BANDA ESTREITA TIPO 3 (RAMIFICAÇÃO ANGULAR).....	62
3.3.4. OMT TIPO 4 (GUIA COMUM EM CURTO).....	62

3.3.5. OMTS DE BANDA LARGA.....	63
4. PESQUISAS SIMILARES	66
4.1. MERCADO ATUAL	66
4.2. OMT – MODELO ATUAL DA ALGCOM	68
4.3. OMT DESEJÁVEL PARA USO EM ENLACES DIGITAIS	71
4.4. ESTADO DA ARTE PARA UM OMT DE PORTAS SIMÉTRICAS.....	72
5. PROJETO.....	76
5.1. CARACTERÍSTICAS GERAIS DO PROJETO	76
5.2. ACOPLAMENTO AO ALIMENTADOR DA ANTENA.....	77
5.3. GUIA DE ONDA PRINCIPAL- GUIA CIRCULAR.....	78
5.4. GUIA DE ONDA PRINCIPAL QUADRADO	82
5.5. PORTAS DE INTERFACES DE SAÍDA DO OMT	88
6. PROJETO DO OMT – 1ªVERSÃO	89
6.1. ESTRUTURA DE ACOPLAMENTO E SIMULAÇÃO	91
6.2. ANÁLISE DOS RESULTADOS SIMULADOS.....	94
6.2 RESULTADOS PRÁTICOS	96
7. PROJETO OMT – 2ª VERSÃO	101
7.1. TOPOLOGIA INOVADORA	101
7.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	105
7.3. ENSAIOS DE LABORATÓRIO DO PROTÓTIPO.....	107
8. CONCLUSÃO.....	111
9. TRABALHOS FUTUROS	113
REFERÊNCIAS.....	114

1. INTRODUÇÃO

Esta dissertação de mestrado foi desenvolvida buscando, além de se caracterizar por uma pesquisa científica, apresentar também o desenvolvimento de uma tecnologia inovadora, promovendo efetiva transferência de tecnologia para o setor industrial.

Neste contexto, esta dissertação de mestrado apresenta a pesquisa e o desenvolvimento de um OMT (Transdutor de Modo Ortogonal ou, do inglês, *Orthomode Transducer*) para utilização acoplada em antenas ponto-a-ponto para enlaces de rádio digital.

A proposta de trabalho foi definida em conjunto com o autor, o professor orientador do mestrado e a empresa ALGcom (www.algcom.com.br), sendo esta última a receptora da tecnologia desenvolvida como resultado desta dissertação. A empresa ALGcom financiou o desenvolvimento do projeto e disponibilizou equipamentos e *softwares* necessários para a realização do trabalho.

A empresa ALGcom é uma empresa Brasileira, que em 2010 iniciou as atividades na área de fabricação de antenas. Dentre os principais produtos da ALGcom, destacam-se as antenas parabólicas de alta performance para enlaces digitais nas faixas de 1,5 a 18 GHz.

O fator determinante que motivou esta pesquisa é a possibilidade de utilizar dois equipamentos rádio transceptores em polarizações ortogonais como uma estratégia concreta para aumentar a taxa de transmissão de dados, através do reuso da frequência. Em outras palavras, pode-se duplicar a taxa de transmissão de dados sem ampliar o uso do espectro de rádio frequências. O elemento fundamental que possibilita a utilização de dois equipamentos rádio em uma antena, é o OMT.

A empresa ALGcom conta com tecnologia e produção 100% nacionais e já manufatura e comercializa alguns modelos de OMT. Através deste projeto concebido e desenvolvido em conjunto, foi possível promover a efetiva transferência tecnológica, a qual envolveu o conhecimento avançado de eletromagnetismo e de métodos de simulação computacional. Os requisitos definidos para o produto final compreendem a operação em uma faixa de frequência mais larga, e um custo de fabricação menor do que o custo de fabricação dos atuais produtos existentes no mercado. Ainda, as

interfaces de saída necessitam ser simétricas em relação ao posicionamento dos dois equipamentos de rádio, promovendo menores perdas de acoplamento e um OMT mais compacto.

O tema da dissertação trata em específico da pesquisa e do desenvolvimento de um OMT que possibilite o acoplamento de dois rádios digitais com terminação em guia de onda, apresentando para tanto, uma nova forma geométrica de acoplamento, muito mais compacta que as tradicionais. Conforme requisitos estabelecidos, o OMT desenvolvido comporta uma largura de canal de aproximadamente 20% da largura de banda, com faixa de frequência estipulada em 5.925 MHz à 7.125 MHz, de modo que a geometria mecânica final possibilita a utilização de dois equipamentos de rádio digital em uma mesma antena.

A dissertação é estruturada conforme é descrito a seguir. Nos Capítulos 1, 2 e 3, é apresentado o embasamento teórico necessário para o pleno entendimento do funcionamento de um Transdutor de Modo Ortogonal e suas variantes.

No Capítulo 4 é demonstrado o estado da arte nas pesquisas do dispositivo. É feito um breve comparativo com modelos similares, e será evidenciado o motivo pelo qual o OMT necessita operar no modo fundamental da OEM em suas cavidades, descartando desta forma, diversas topologias utilizadas para finalidade de pesquisas espaciais e astronômicas.

No capítulo 5 é extensivamente discutido o dimensionamento do guia de modo comum, e são feitas diversas análises de simulação versus equações, na tentativa de encontrar um guia apto a trafegar o modo *full band* com as menores perdas possíveis, e de forma que o acoplamento das portas de interface fosse facilitado.

Já no Capítulo 6, demonstra-se o esforço na tentativa de reprodução do OMT considerado presentemente como sendo o estado da arte neste segmento. O OMT e a teoria que fez referência a ele são aceitáveis e comprovam o funcionamento satisfatório, porém, não suficiente para satisfazer as necessidades de performance dos atuais fabricantes de equipamentos radio transceptores.

No Capítulo 7 é apresentada a topologia inovadora para construção do OMT. São também apresentados os resultados de simulação, comparados com os resultados de laboratório provenientes do protótipo final.

Os Capítulos 8 e 9 apresentam, respectivamente, as Conclusões do trabalho e as sugestões para Trabalhos Futuros.

1.1. FUNDAMENTOS TÉCNICOS E DE MERCADO

A constante necessidade de maior *throughput* nos sistemas de comunicação força a indústria do segmento de equipamentos de telecomunicações a buscar o estado da arte em todos os componentes que compõem o sistema de comunicação, seja comunicação óptica ou *wireless* ou mesmo a competição entre os dois sistemas. No final, vence a disputa aquele que apresentar o melhor retorno do investimento para a operadora de dados.

Já no prisma da P&D, com o advento de computadores com maior poder de processamento, como as *workstations* por exemplo, e com a computação na nuvem, os modelos teóricos de simulação se tornaram as ferramentas mais desejadas desta indústria. Inúmeros fabricantes de *software* entraram neste jogo, e inúmeras novas técnicas numéricas no âmbito do eletromagnetismo computacional passaram a ser adotadas, permitindo o desenvolvimento de novas tecnologias.

Inúmeros novos conceitos teóricos surgiram e continuam surgindo após este advento. Ainda há muito espaço para crescimento e desenvolvimento de novas tecnologias.

Alguns dispositivos de RF são criados após centenas de horas de simulação e otimização, com *softwares* de última geração associados a recursos computacionais de altíssima capacidade de processamento. Tais dispositivos nem sempre conseguem ser modelados e desenvolvidos unicamente por técnicas analíticas clássicas.

A utilização de uma segunda polarização em um determinado enlace de rádio tem sido vista como uma alternativa de redundância ou *backup*. Entretanto, com o avanço dos algoritmos de modulação digital, como a técnica MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) [IEEE - 802.11n-2009] por exemplo, praticamente todos os rádios de alta performance utilizam duas polarizações em modo simultâneo para maximizar o *throughput*. Por outro lado, as antenas precisam ter performance otimizada em termos de largura de banda, redução de lóbulos secundários, e maior isolamento entre portas para possibilitar o reuso do espectro em polarizações ortogonais.

O OMT em banda larga deve também atingir uma alta isolamento entre portas (vertical e horizontal), possuir baixa perda por inserção, baixo VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) [Pozar, 2012] e baixo custo de fabricação. O reuso do espectro é viabilizado com a performance conjunta da antena, do OMT e dos equipamentos de rádio.

Um Transdutor de Modo Ortogonal é um dispositivo passivo que tem a finalidade de separar dois sinais de polarizações ortogonais distintas, provenientes de um guia de onda que opera em dupla polarização, em duas portas ou dois guias de onda que operam em polarização linear simples, denominadas portas de interface.

De uma forma análoga, também pode-se dizer que o OMT deve ter a mesma capacidade de associar dois sinais provenientes de portas distintas, mas de polarizações ortogonais, disponibilizando-os em um mesmo guia de onda que opere em modo dual. Esta junção ou separação de sinais ortogonais possibilita a utilização simultânea de dois canais de mesma faixa de frequência, porém de polarizações distintas e ortogonais. Como consequência, pode-se obter maior capacidade de transmissão em um sistema de enlace de rádio digital.

Devido ao comprimento de onda destas faixas de frequência e à padronização de mercado com referência aos acoplamentos (os flanges) destes equipamentos de rádios [IEC 60154-2, 2016], a mecânica construtiva do OMT e todas as suas interfaces, se utilizam de guias de onda como linhas de transmissão. O dispositivo é fabricado em blocos de alumínio usinado, nas dimensões compatíveis aos comprimentos de ondas da faixa de frequência do projeto, e às dimensões dos equipamentos de rádio a serem acoplados às antenas.

Um OMT anexado à estrutura da antena precisa suportar mecanicamente o peso de dois equipamentos de rádio digital. As interfaces de saída vertical e horizontal em formato de um “T”, promovem a fixação dos rádios com simetria, alta confiabilidade, baixa perda de transmissão, alta resistência às intempéries, e promove que os dois equipamentos de rádios fiquem um de frente para o outro. Este conjunto final promoverá também uma menor área de exposição ao vento, sem distanciar o centro de gravidade do conjunto mecânico.

Para que um sistema de comunicação possa atingir uma alta taxa de transmissão de dados e para que este possa ser ainda melhorado futuramente,

admite-se que todos os componentes do sistema necessitam estar constantemente atualizados em termos tecnológicos. Não se pode esperar que a evolução de um único componente do sistema seja responsável pelo ganho da capacidade de transmissão de dados do enlace. Sempre que algum determinado dispositivo tem uma significativa melhoria, em contrapartida exige-se que o conjunto todo tenha parâmetros mínimos aceitáveis. Com o advento dos *softwares* de simulação, métodos de fabricação mais precisos, uso de algoritmos de modulação mais complexos, entre outros, chega-se à conclusão de que todos os componentes do sistema devam estar em consonância, e em seu mais elevado nível tecnológico para que se obtenha um bom resultado final do conjunto.

A utilização de rádios digitais mais especificamente para aplicações de uso comercial por operadoras de telefonia fixa e móvel, provedores de internet, redes públicas e privadas, e em alguns casos redes de dados de uso militar, será um tema bastante abordado durante este estudo. O espectro de rádio frequência em que estes equipamentos operam, abrange de uma forma mais geral a faixa dos 3 GHz aos 38 GHz, que são as faixas de frequência mais utilizadas mundialmente para comunicação ponto-a-ponto por intermédio de um par de rádios digitais. Há sistemas de comunicações que operam em frequências inferiores e superiores a esta faixa de operação especificada, porém o uso em específico do modelo de OMT em estudo, devido às características construtivas aliadas aos comprimentos de ondas, torna a aplicabilidade mais vantajosa para a faixa do espectro eletromagnético acima citada.

Associando estas frequências aos seus respectivos comprimentos de onda, obtém-se diferentes valores de perdas por atenuação para um determinado trajeto de comunicação, seja no ar ou em um guia de onda por exemplo. Tais perdas costumam ser maiores em frequências mais elevadas justamente pelo maior número de ciclos de onda que são requeridos para que um sinal percorra um trecho de um ponto *A* até um ponto *B*.

Um sistema de transmissão por rádio engloba o uso dos mais diversos dispositivos de RF tais como, filtros, acopladores direcionais, polarizadores, transdutores de modo ortogonal, variadores de fase, circuladores, isoladores, duplexadores etc. O projeto e o desenvolvimento de dispositivos de RF estão associados a quais métodos construtivos se podem empregar para a fabricação de um determinado componente de RF que deva operar em um determinado

comprimento de onda. Cabe aqui salientar que a complexidade de fabricação aumenta com a frequência, assim como aumentam com a frequência os problemas de precisão mecânica, dilatação térmica, perdas dielétricas, resistência a intempéries, entre outros.

Na atualidade, os principais métodos e processos empregados na fabricação destes componentes passivos de RF para a faixa de micro-ondas, passam por centros de usinagem CNC, tornos CNC, máquinas de corte laser, puncionadeiras CNC, impressoras 3D, entre outros. A precisão dimensional destes métodos fabris está diretamente correlacionada à performance do dispositivo, durabilidade, custo, e principalmente à confiabilidade do dispositivo de RF.

Conforme referido anteriormente, a evolução dos *softwares* de simulação computacional conduziu a um outro nível de possibilidades. Hoje, estes *softwares* são fundamentais não só para o teste de uma nova ideia construtiva, mas também para extrair a melhor condição possível de cada componente de RF. Tais *softwares* possibilitam criar dispositivos jamais imaginados apenas pela compreensão e aplicação de teorias eletromagnéticas, da física e da matemática.

Um sistema moderno de alta capacidade de transmissão, robusto, imune a ruídos e interferências contribuirá positivamente para o uso racional do espectro, e conseqüentemente possibilitará uma maior densidade de sistemas de comunicação operando simultaneamente em uma dada região.

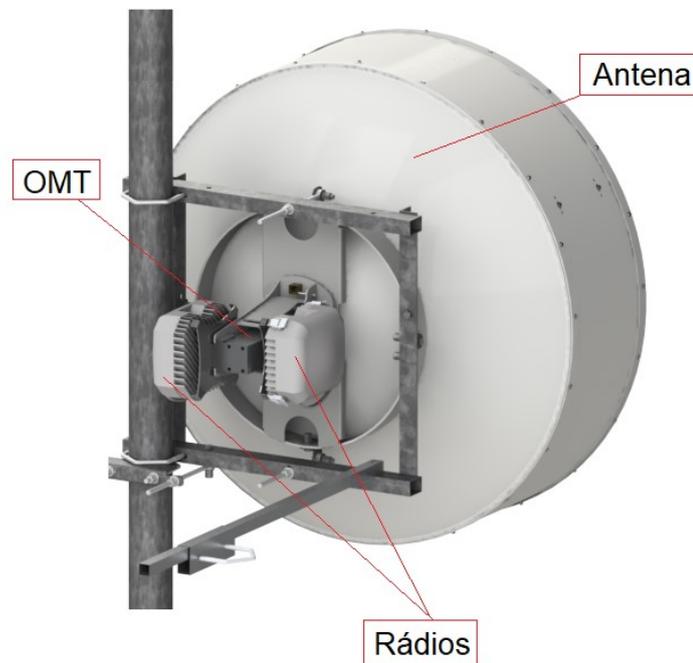
1.2. ASPECTOS TÉCNICOS DE UM OMT

Quando se faz menção a um sistema de rádio enlace digital ponto-a-ponto, o primeiro sistema que vem à mente é uma antena parabólica de alta performance, conectada diretamente a um equipamento rádio transceptor de dupla polarização, operando nas faixas de frequências de 3 GHz à 38 GHz, como ilustrado na Figura 1.

O elemento chave para um enlace em dupla polarização, quando se trata do sistema de enlace aéreo é o OMT. Apesar da utilização deste dispositivo já ser de certa forma comum e muito conhecido em sistemas de alta capacidade que operam em dupla polarização, o que ocorre, é que há dezenas de topologias diferentes para a construção de um OMT. Algumas empresas fabricam antenas com dois

alimentadores, outros utilizam OMTs assimétricos com guias flexíveis ou oferecem OMTs muito grandes e custosos.

Figura 1 – Antena parabólica blindada com dois rádios acoplados por um OMT.

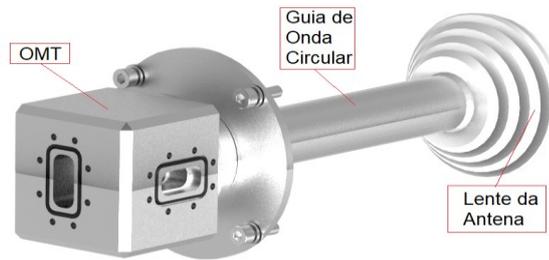


Fonte: Autor (2018)

Por outro lado, a evolução na performance das antenas parabólicas utilizadas em enlaces ponto-a-ponto, fez com que os alimentadores utilizados nestas antenas sejam praticamente quase que na sua totalidade de um tipo denominado como *Cassegrain*, com lente dielétrica corrugada de baixa perda, tido como o estado da arte na atualidade [Reflector Antenna Feed, Denis Thau et al]. Tais antenas promovem baixos níveis de geração de interferência e altos níveis de imunidade à interferência/ruído, o que vai ao encontro do propósito maior que é o reuso do espectro. A Figura 2 ilustra um típico iluminador de antena parabólica desta tecnologia.

Dentre as inúmeras características elétricas de performance de uma antena, o emprego de uma lente composta de material dielétrico posicionada no ponto focal da parábola nos remete ao uso de um guia de onda para levar a energia até a lente. Este guia de onda, para operar em modo de dupla polarização, deverá transportar dois sinais ortogonais entre si ao mesmo ponto focal da antena, demandando por consequência um OMT para separar os dois sinais.

Figura 2 – OMT assimétrica acoplada ao alimentador da parábola.



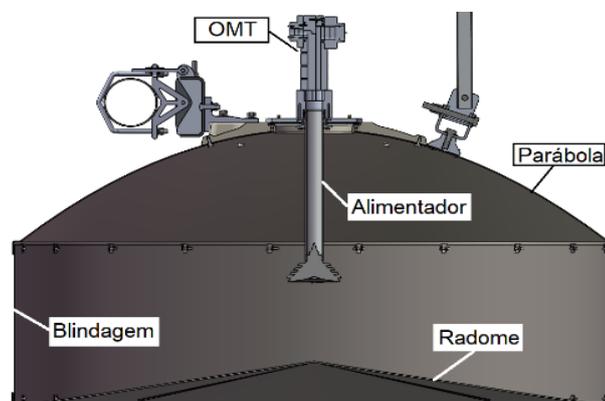
Fonte: Autor (2018).

1.3. REQUERIMENTOS DE PROJETO

Nesta seção são listadas as especificações elétricas demandadas do OMT proposto neste trabalho. Tais especificações são requerimentos que devem ser atendidos pelo protótipo mecânico construído.

- Faixa de Frequência: 5.925 MHz – 7.125 MHz
- Portas de Interface dos Rádios: WR137 [IEC 60154-2:2016]. Como as portas do VNA (Vector Network Analyzer) são em formato coaxial, é previsto a utilização das transições Coaxial – Guia de Onda.
- Isolamento entre portas: $\leq -30 \text{ dB}$
- Perda por Retorno (portas de interface): $\leq -18 \text{ dB}$
- Guia de Onda do alimentador da antena: Guia circular - $\Phi 31,75 \text{ mm}$
- Localização das Portas de Interface: Opostas e simétricas conforme demonstrado na Figura 3

Figura 3 – Geometria em formato “T” do OMT – (OMT com portas de interface em lados opostos).



Fonte: Autor (2018)

2. REFERENCIAL TEÓRICO

No desenvolvimento de componentes de micro-ondas, o conhecimento dos aspectos eletromagnéticos que regem a caracterização de uma linha de transmissão é de grande importância em termos práticos e teóricos. Eles são necessários e utilizados para determinar detalhes preliminares de dimensionamento de uma LT ou de um componente passivo de RF.

O projeto de uma determinada LT ou de um simples componente passivo de RF como parte do funcionamento de um sistema ou dispositivo, pode ser muito mais complexo do que parece. Na maioria dos projetos de elementos passivos de RF aos quais a faixa da frequência de operação é estreita, encontram-se dezenas de fórmulas ou teorias que facilmente podem ser aplicadas e replicadas no estudo. Por outro lado, quando são desenvolvidos dispositivos que operam em uma faixa de frequência larga, nem sempre encontram-se fórmulas teóricas adequadas que irão conduzir a uma solução simplória de projeto.

Muitas destas características de uma LT são obtidas por equações analíticas bem básicas, porém para estruturas mais complexas, elas são resolvidas por um complicado sistema de equações ou mesmo apenas por métodos de simulação numérica computacional, os quais praticamente dominam este segmento de pesquisa e desenvolvimento.

2.1. EQUAÇÕES DE ONDA – DEFINIÇÕES

Para construir o raciocínio, torna-se necessário partir da definição da Equação de Helmholtz, a qual define o comportamento de uma OEM em um ambiente sem fontes, linear e isotrópico aplicados a uma região homogênea. Iniciando com as clássicas equações de Maxwell na sua forma fasorial:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = -j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.2)$$

Tais equações representam o comportamento das variáveis de Campo Elétrico \vec{E} , e Campo Magnético \vec{H} . Ambas equações podem ser resolvidas, fazendo-se o rotacional de (2.1) e substituindo por (2.2), na qual se obtém:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\nabla \times \vec{H} = \omega^2\mu\epsilon\vec{E} \quad (2.3)$$

No próximo passo, resolvendo sucessivamente em função de \vec{E} e \vec{H} , nos conduzirá a Equação de Helmholtz definidas para os campos \vec{E} e \vec{H} :

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2\mu\epsilon\vec{E} = 0 \quad (2.4)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2\mu\epsilon\vec{H} = 0 \quad (2.5)$$

De forma que se possa mensurar o segundo termo das fórmulas acima, torna-se necessário introduzir uma constante de propagação do meio, a qual é denominada pela variável k :

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.6)$$

Esta constante k também é conhecida como sendo uma constante de fase, que estipula o número de ciclos de onda para um determinado meio de propagação, e sua unidade é $1/m$.

2.2. ONDA PLANA EM UM MEIO SEM PERDAS

Uma onda plana é do tipo TEM, e também pode ser caracterizada como sendo a onda que se propaga no espaço livre. Em um meio sem perdas, ϵ e μ são números reais, portanto a constante de propagação k também é real. Na solução da onda plana para as equações de onda apresentadas, considera-se que o Campo Elétrico tenha apenas um componente \hat{x} , uniforme e sem variações nas direções x e y .

Então, $\frac{\partial}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial y} = 0$, e a Equação de Helmholtz fica reduzida para:

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + k^2 E_x = 0 \quad (2.7)$$

Assim, as duas soluções para a equação resultam em:

$$E_x(z) = E^+ e^{-jkz} + E^- e^{jkz} \quad (2.8)$$

Ou no domínio tempo, pode-se reescrever a equação como:

$$\varepsilon_x(z, t) = E^+ \cos(\omega t - kz) + E^- \cos(\omega t + kz) \quad (2.9)$$

Sendo que E^+ e E^- são constantes reais. Ambas equações acima representam os dois sentidos de propagação de uma OEM em um determinado dispositivo ou LT.

A velocidade da OEM, é chamada de velocidade de fase. Entende-se que é a velocidade a qual um ponto fixo da onda viaja, esta é denominada por:

$$v_p = \frac{dz}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega t - \text{constant}}{k} \right) = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.10)$$

Considerando uma onda plana no espaço livre onde a velocidade de propagação é $c = 2,998 \times 10^8 \text{ m/seg}$, a sua velocidade de fase será: $v_p = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$

Tendo λ como o comprimento de onda, a sua relação com a constante de fase dar-se-á a cada 360 graus elétricos, ou seja:

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} = \frac{2\pi v_p}{\omega} = \frac{v_p}{f} \quad (2.11)$$

Já para o campo Magnético, aplica-se a Equação de Maxwell (2.1) para a equação de onda do campo Elétrico de (2.8). Resultando que o vetor campo Magnético em $H_x = H_z = 0$, e por fim será dado por:

$$H_y = \frac{1}{\omega\mu} \frac{\partial E_x}{\partial z} = \frac{1}{\eta} (E^+ e^{-jkz} - E^- e^{jkz}) \quad (2.12)$$

A constante η da fórmula acima é dita como a Impedância Intrínseca do meio.

A relação entre a componente do campo Elétrico e Magnético, também resultará na impedância do meio, porém pode ser mais facilmente assimilada como impedância intrínseca do meio de propagação e é definida por:

$$\eta = \frac{\omega\mu}{k} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.13)$$

No espaço livre, a OEM propaga-se com a própria impedância intrínseca do vácuo que é relacionada por $\eta_0 = \sqrt{\mu/\epsilon} = 377\Omega$. Tendo em mente que os vetores Campo Elétrico \vec{E} , e o Campo Magnético \vec{H} são sempre ortogonais entre si, o que é uma característica de uma onda TEM (Onda Eletromagnética Transversa).

2.3. MODOS DE PROPAGAÇÃO NO GUIA DE ONDA

Assume-se que os modos de propagação da OEM em uma determinada geometria de LT, são as soluções da equação do campo para um dado Sistema de coordenadas, e para uma dada condição de contorno.

Para guias de onda de secções homogêneas, (preenchido com vácuo ou um dielétrico invariável por exemplo), é sempre possível derivar a equação da mesma forma, assim como um componente-Z Elétrico, pode ser aplicado uma expressão idêntica para um componente- Z Magnético.

$$\left[\nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 \epsilon_r \mu_r \right] E_z = 0 \quad (2.14)$$

A solução analítica completa para a equação de campo é utilizada para um limitado número de estruturas geométricas de formato bem definidos, as quais são de modo geral, compatíveis com o nosso Sistema de coordenadas. Já a expressão do campo total em uma determinada secção geométrica de LT, é obtida pela superposição de diferentes modos da OEM. Cada modo é caracterizado pelos seus componentes Elétricos e Magnéticos.

Os vetores elétricos e magnéticos são visualizados pelos seus respectivos diagramas de campo, os quais reproduzem a direção e amplitude destes vetores.

Para uma grande variedade de estruturas eletromagnéticas, os modos da OEM são representados pelas seguintes categorias:

TM (*Transverse Magnetic*) – modo sem componentes magnéticos longitudinais

TE (*Transverse Electric*) – modo sem componentes elétricos longitudinais

TEM (*Transverse Electromagnetic*) – modos sem componentes elétricos nem magnéticos longitudinais.

Híbrido – modos com todos os seis componentes de campo presentes.

Uma das propriedades mais importantes dos modos de uma OEM é a sua ortogonalidade mútua.

2.4. GUIAS DE ONDA – SOLUÇÃO GERAL

Diferente do comportamento de uma OEM no espaço livre, a OEM ao propagar-se em uma LT possui sua energia delimitada por um contorno definido. Em outras palavras, assume-se que a energia dentro deste contorno flui de uma extremidade a outra mesmo que hajam perdas neste meio, a energia de entrada será sempre igual a energia de saída menos as perdas. Na maioria das vezes este contorno possui paredes condutivas, as quais para um tratamento analítico podem ser consideradas como um meio sem perdas.

Outro comportamento que se pode assumir, é que para um determinado *range* de frequências um guia de onda pode suportar ao menos um modo de propagação. O modo de propagação é dito com um modo quando este modo propaga toda a sua energia de uma extremidade à outra da estrutura, subtraindo-se apenas as perdas por condução do material utilizado no guia de onda.

Com exceção das estruturas que suportam os modos TEM (que não é o caso de um guia de onda fechado), todo e qualquer guia de onda pode transmitir apenas o seu modo fundamental, porém, dependendo da sua geometria que será vista mais adiante, este mesmo guia de onda poderá transportar também os modos acima de sua frequência de corte fundamental, o que significa que um guia de onda mesmo que projetado para transportar energia apenas no seu modo fundamental, pode também transportar energia em frequências mais altas (estas em modos de ordem superior).

As estruturas de transmissão mais comuns são: guias de onda retangulares, guias de onda circulares, guias de onda retangulares com cumes internos (conhecidas como *ridge waveguide*), *TEM-lines* (linhas coaxiais circulares ou quadradas), *striplines*, *microstrips*, e *finlines* [Pozar, 2012].

Nesta etapa, através das Equações de Maxwell demonstra-se as equações que regem o comportamento de uma OEM em guias cilíndricos e retangulares, que são objeto deste estudo. Para efeitos de parametrização, sempre se considera que a OEM se propaga na direção z de uma LT.

Assume-se também que os campos são ondulatórios em relação ao tempo e variam em dependência de $e^{j\omega t}$, logo os campos elétricos e magnéticos podem ser descritos como:

$$\bar{E}(x, y, z) = [\bar{e}(x, y) + \hat{z}e_z(x, y)]e^{-j\beta z} \quad (2.15)$$

$$\bar{H}(x, y, z) = [\bar{h}(x, y) + \hat{z}h_z(x, y)]e^{-j\beta z} \quad (2.16)$$

$\bar{e}(x, y)$ e $\bar{h}(x, y)$ representam a componente transversa elétrica e magnética (\hat{x} e \hat{y}), enquanto h_z e e_z representam a componente longitudinal elétrica e magnética da OEM. Lembrando que a onda propaga-se na direção $+z$.

Agora, utilizando as equações de Maxwell definidas em (2.1 e 2.2), e colocando-as em dependência de $e^{-j\beta z}$, haverá três componentes para cada uma destas equações vetoriais:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + j\beta E_y = -j\omega\mu H_x \quad (2.17)$$

$$-j\beta E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} + \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (2.19)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + j\beta H_y = j\omega\epsilon E_x \quad (2.20)$$

$$-j\beta H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = -j\omega\epsilon E_y \quad (2.21)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon E_z \quad (2.22)$$

As seis equações da OEM acima, podem ser resolvidas em termos de E_z e H_z resultando,

$$H_x = \frac{j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (2.23)$$

$$H_y = \frac{-j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (2.24)$$

$$E_x = \frac{-j}{k_c^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (2.25)$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} \left(-\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (2.26)$$

Como dito anteriormente, a constante de propagação $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ se transforma em $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$, a qual demonstra que seu valor depende apenas do meio de propagação e da frequência de operação. Já o termo k_c irá estipular a frequência de corte, e sua unidade é em “número de ciclos”

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2 \quad (2.27)$$

Precisa-se levar em consideração que, caso o meio de propagação esteja preenchido por um dielétrico, obrigatoriamente as perdas dielétricas estarão presentes. Neste caso, a variável ϵ deve ser adaptada para a sua forma complexa $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r(1 - j\tan\delta)$, onde δ é a constante de perdas do material dielétrico.

2.5. ONDAS - TE

As Ondas Elétricas Transversas, (também referidas como Ondas - H), são caracterizadas por possuírem os campos $E_z = 0$ e $H_z \neq 0$. Desta forma, as equações de onda consideram as componentes de campo na direção $z = 0$. Desta forma as equações de onda para o modo TE ficam definidas por:

$$H_x = \frac{j\beta}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.28)$$

$$H_y = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2.29)$$

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2.30)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.31)$$

O termo $k_c \neq 0$, e a constante de propagação $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$, são ambas variáveis dependentes da frequência de operação e da geometria da linha de transmissão (ou guia de onda no caso deste estudo).

Partindo do conceito que a impedância de uma OEM é a sua relação entre os campos Elétricos sobre os Magnéticos, resulta que a impedância de uma OEM no modo TE, é dada por:

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{k\eta}{\beta} \quad (2.32)$$

Assim conclui-se que uma Onda TE pode propagar apenas dentro de condutores fechados por paredes condutivas, ou também entre dois ou mais condutores filamentosos.

2.6. ONDAS - TM

As ondas TM – Transverso Magnéticas, também conhecidas como Ondas - E , são definidas em função de terem os campos $E_z \neq 0$ e $H_z = 0$, então as equações da OEM plana ficam reduzidas para:

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2.33)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.34)$$

$$E_x = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.35)$$

$$E_y = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2.36)$$

Assim como no caso das ondas TE, o termo referente ao número de ciclos é novamente k_c . Lembrando que $k_c \neq 0$, a constante de propagação $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$ é uma função dependente da frequência e da geometria de uma determinada LT.

A impedância de uma determinada LT para o modo TM, é denominada da mesma forma, como já comentado anteriormente, pela relação entre os campos Elétricos e Magnéticos no meio de propagação, que se manifestam sempre de forma ortogonal no seu sentido de propagação.

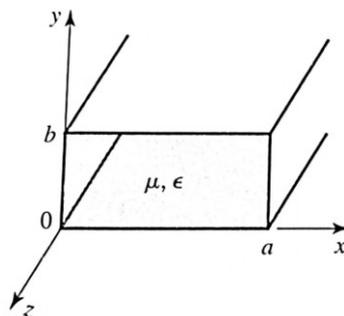
$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\beta}{\omega\epsilon} = \frac{\beta\eta}{k} \quad (2.37)$$

2.7. GUIA DE ONDAS RETANGULARES

Guias de ondas retangulares, são vastamente empregados em sistemas de alimentação de antenas, acopladores direcionais, detectores de RF, isoladores, atenuadores etc. Tubos retangulares podem propagar uma OEM do tipo TM e TE, mas não conseguem propagar ondas do tipo TEM [Pozar, 2012]. A seguir, será apresentado como que cada guia retangular e seu respectivo modo apresenta uma frequência de corte distinta.

Abaixo, a Figura 4 representa a geometria de um guia de onda retangular, com paredes condutivas e preenchido com um material de permissividade elétrica ϵ e permeabilidade magnética μ . Como já dito anteriormente, sempre se convencionou que a OEM propaga no sentido z , e os vetores x e y representam a largura e altura de um guia retangular respectivamente.

Figura 4 - Geometria de um guia retangular.



Fonte: (POZAR, 2012).

É importante comentar que um guia retangular onde $x=y$ é denominado como um guia de onda quadrado, que pode ainda ser chamado de guia de modo comum pois ele possibilitará a propagação de duas OEMs ortogonais entre si.

2.8. GUIA RETANGULAR - MODO TE

O modo TE de uma OEM, caracteriza-se pelos campos $E_z = 0$, enquanto que H_z precisa satisfazer a equação de onda na sua forma reduzida para:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (2.38)$$

Sendo que $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$, e lembrando que $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$, é equivalente a frequência de corte estipulada em ciclos de onda.

A equação (2.38) pode ser resolvida pelos métodos de separação de variáveis, resultando em:

$$h_z(x, y) = X(x)Y(y) \quad (2.39)$$

Substituindo o termo acima (2.39) em (2.38), se obtém:

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + k_c^2 = 0 \quad (2.40)$$

Separando as variáveis de (2.40), se obtém duas equações em função de k_x e k_y , que é exatamente o sentido dos campos nas duas coordenadas demonstradas na Figura 4:

$$\frac{d^2 X}{dx^2} + k_x^2 X = 0 \quad (2.41)$$

$$\frac{d^2 Y}{dy^2} + k_y^2 Y = 0 \quad (2.42)$$

O termo $k_x^2 + k_y^2 = k_c^2$ representa o entendimento da constante neste contexto de duas dimensões, e a solução geral para o termo h_z é então redefinida por:

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.43)$$

Aplicando as condições de contorno nas paredes condutivas do guia retangular, chega-se às seguintes suposições:

$$e_x(x, y) = 0 \quad \text{em } y = 0 \text{ e } y = b \quad (2.44)$$

$$e_y(x, y) = 0 \quad \text{em } x = 0 \text{ e } x = a \quad (2.45)$$

Utilizando as equações anteriores, e elaborando como demonstrado em (2.30 e 2.31) encontra-se os componentes e_x e e_y para o termo h_z :

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(-C \sin k_y y + D \cos k_y y) \quad (2.46)$$

$$e_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} k_x (-A \sin k_x x + B \cos k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.47)$$

De (2.44) e (2.46), obtém-se o conjunto de soluções para $D = 0$, também para o termo $k_y = n\pi/b$, supondo que $n = 0,1,2 \dots$

De (2.45) e (2.47), obtém-se o conjunto de soluções para $B = 0$, para o termo $k_x = m\pi/a$ para $m = 0,1,2 \dots$

A solução final para H_z torna-se:

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.48)$$

Onde a amplitude arbitrária A_{mn} é composta pelo resultado das constantes A e C do termo em (2.43).

As componentes de campo transversal do modo TE_{mn} , resultarão em quatro equações, as quais são obtidas através do desenvolvimento matemático em (2.28/2.29/2.30/2.31) e (2.43):

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.49)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.50)$$

$$H_x = \frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.51)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.52)$$

Elaborando, a constante de propagação para estes guias de onda será:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.53)$$

Que é vista com sendo real para um determinado modo de propagação.

$$k > k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.54)$$

Com isso chega-se à conclusão que para cada modo (cada combinação de m e n), obtém-se uma frequência de corte $f_{c_{mn}}$, que é dada por:

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.55)$$

Como nomenclatura, o modo com a frequência de corte inferior é denominado o modo dominante. Assumindo que em um determinado guia retangular a dimensão $a > b$, a frequência de corte inferior ocorre no modo TE_{10} ($m=1, n=0$)

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.56)$$

Para uma dada frequência de operação f , propagarão apenas os modos aos quais $f > f_c$, modos com $f < f_c$ irão por sua vez ter um componente β imaginário (ou α real). Neste caso, admite-se que todos os componentes de campo irão decair exponencialmente após a referência geométrica de entrada (porta de entrada) do guia de onda. Tais modos são ditos como modos fora da frequência, ou modos evanescentes. Vale também lembrar que se um determinado guia de onda propaga mais de um modo este é denominado um guia multimodo.

De (2.32), sabe-se que a impedância da OEM é dada pela relação entre os campos elétricos sobre os campos magnéticos.

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{k\eta}{\beta} \quad (2.57)$$

Onde a variável $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ é a impedância intrínseca do meio, porém lembrando que o guia retangular poderia estar preenchido com algum material dielétrico. Como observação, há três diferentes formas de calcular a impedância de um guia de onda, neste estudo, utilizaremos a forma mais apropriada e consistente para o entendimento e posterior análise de simulação.

O comprimento de onda de uma OEM que se propaga no interior de um guia de onda é definido por:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} > \frac{2\pi}{k} = \lambda \quad (2.58)$$

Que é então ligeiramente maior que o comprimento de onda no vácuo. Já a velocidade de fase no interior do guia será dada por:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} > \frac{\omega}{k} = 1/\sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.59)$$

A qual é maior do que o termo $1/\sqrt{\mu\epsilon}$, a velocidade da luz de uma onda plana.

Na maioria dos projetos de RF de dispositivos como acopladores direcionais, combinadores, OMTs, alimentadores de antenas, entre outros, o dimensionamento do dispositivo é elaborado de modo prioritário para a propagação do modo TE_{10} . Isto pode ser interpretado simplesmente pelo fato de desejar-se dispositivos mais compactos e de menores perdas, por outro lado, dispositivos que operam em faixas de frequências muito largas como radares por exemplo, levarão em consideração a operação em guias multimodo.

Na sequência, ajustando a equação (2.48), apresentam-se as equações simplificadas resultantes para um guia retangular que opera apenas para o modo TE_{10}

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (2.60)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \text{sen}\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.61)$$

$$H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \text{sen}\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.62)$$

$$H_z = A_{10} \text{cos}\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.63)$$

O ponto de corte do cliço de onda fica expresso resumidamente por $k_c = \pi/a$. A constante de propagação para o modo TE_{10} se reduz à:

$$\beta = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2} \quad (2.64)$$

2.9. GUIA RETANGULAR - MODO TM

O modo TM (transverso magnético) é caracterizado por não haver campos magnéticos no sentido de propagação. $H_z = 0$, enquanto que o campo E_z precisa satisfazer a equação de onda no seu modo reduzido dado por:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2\right) e_z(x, y) = 0 \quad (2.65)$$

Onde:

$$E_z(x, y, z) = e_z(x, y)e^{-j\beta z} \text{ e } k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}.$$

A equação (1.65) pode ser resolvida pelo método de separação das variáveis, mesmo procedimento adotado na resolução do modo TE,

$$e_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sen k_x x)(C \cos k_y y + D \sen k_y y) \quad (2.66)$$

As condições de contorno para um guia retangular que propaga os modos TM, são dados por

$$e_z(x, y) = 0 \quad \text{em } x = 0 \text{ e } x = a \quad (2.67)$$

$$e_z(x, y) = 0 \quad \text{em } y = 0 \text{ e } y = b \quad (2.68)$$

Assim como demonstrado para o modo TE, aplicando as mesmas regras chega-se na equação geral dos termos do campo elétrico que irá se propagar na direção longitudinal do guia de onda retangular:

$$E_z(x, y, z) = B_{mn} \sen\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sen\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.69)$$

Onde o termo B_{mn} é constante de amplitude.

Os componentes de campo transverso do modo TM_{mn} da equação (1.69) podem ser obtidas das equações formuladas em (2.33/2.34/2.35/2.36), e estas irão resultar nas seguintes possibilidades de campo:

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos\frac{m\pi x}{a} \sen\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.70)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sen\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.71)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sen\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.72)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos\frac{m\pi x}{a} \sen\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.73)$$

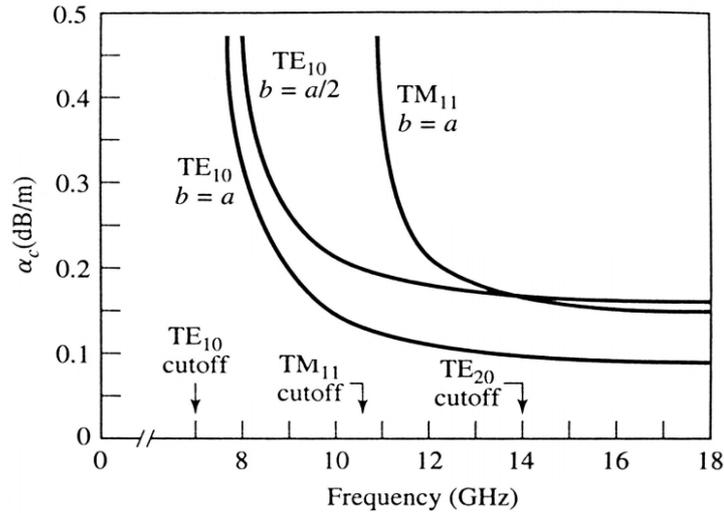
Tal qual para o modo TE, as constantes de propagação também serão:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.74)$$

Elas são reais para os modos de propagação e imaginárias para os modos de corte.

As frequências de corte para o modo TM são resultantes da mesma equação (2.55) que foi apresentada no capítulo destinado ao modo TE, estas frequências de corte são resultantes da manipulação dos termos m e n da equação em questão.

Figura 5 - Atenuação de uma guia de onda retangular em função dos seus modos de propagação.



Fonte: (POZAR, 2012).

O comprimento de onda no guia e a velocidade de propagação para os modos TM também são os mesmos definidos no modo TE.

É importante observar que as expressões de campo para \vec{E} e \vec{H} em (2.70/2.71/2.72/2.73) são ambas zeradas em caso de m ou n ser zero. Sendo assim, em um guia retangular, não há possibilidade de propagação dos modos TM_{00} , TM_{01} e TM_{10} , e o primeiro modo TM a propagar-se no guia retangular é o modo TM_{11} , na qual a sua frequência de corte é:

$$f_{c11} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2} \quad (2.75)$$

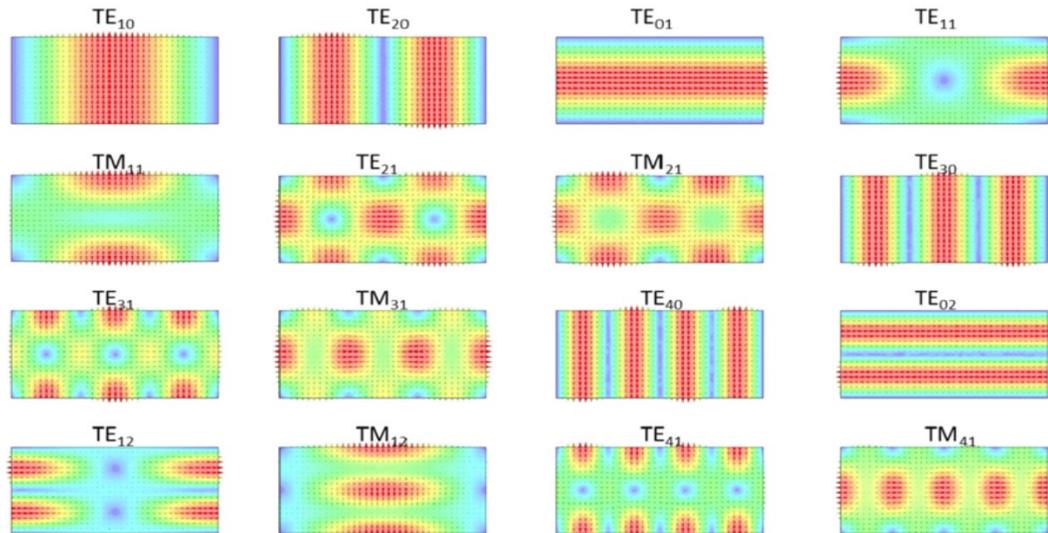
No gráfico representado na Figura 5 observa-se que a frequência de corte inferior para o modo TM_{11} é maior que a frequência de corte para o modo TE_{10} .

A impedância da OEM é então obtida relacionando o campo elétrico transversal com o magnético para os modos TM:

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\beta\eta}{k} \quad (2.76)$$

A atenuação da OEM em um guia retangular é calculada da mesma forma para os modos TE ou TM. Na Figura 6, podemos observar os campos elétricos para diversos modos de propagação em um guia retangular.

Figura 6 – Representação dos campos elétricos e seus modos de propagação em um determinado guia de onda retangular com dimensões $a > b$.

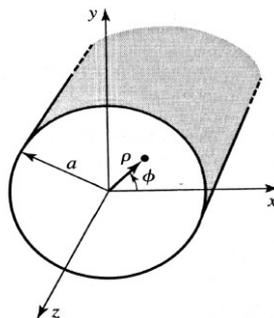


Fonte: Autor (2018).

2.10. GUIA DE ONDA CIRCULAR

Um guia de onda circular é representado por um tubo de paredes condutivas, onde seu interior pode ser preenchido por um material dielétrico ou pelo vácuo. Esta geometria de guia de onda também suporta os modos TE e TM. Para a obtenção das equações de onda do guia circular, devido a sua simetria circular, o desenvolvimento das equações é feito em coordenadas cilíndricas.

Figura 7 - Representação de um guia de onda circular.



Fonte: (Pozar, 2012)

As equações de onda no formato de coordenadas cilíndricas são obtidas através do mesmo desenvolvimento matemático de (2.15 e 2.16), obtidas através dos componentes de campos E_z e H_z :

$$E_\rho = \frac{-j}{k_c^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{\omega \mu}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right) \quad (2.77)$$

$$E_\phi = \frac{-j}{k_c^2} \left(\frac{\beta}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (2.78)$$

$$H_\rho = \frac{j}{k_c^2} \left(\frac{\omega \epsilon}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (2.79)$$

$$H_\phi = \frac{-j}{k_c^2} \left(\omega \epsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{\beta}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right) \quad (2.80)$$

Onde $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$. O termo $e^{-j\beta z}$ é o sentido de propagação escolhido.

2.11. GUIA CIRCULAR - MODO TE

O modo TE em um guia circular indica que os campos nos sentidos $E_z = 0$, e H_z será a solução para a equação de onda

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0 \quad (2.81)$$

Assumindo que $H_z(\rho, \phi, z) = h_z(\rho, \phi)e^{-j\beta z}$, a equação (2.81) pode ser expressa em coordenadas cilíndricas da seguinte forma:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} + k_c^2 \right) h_z(\rho, \phi) = 0 \quad (2.82)$$

Aplica-se novamente o método de separação das variáveis, chega-se a:

$$h_z(\rho, \phi) = R(\rho)P(\phi) \quad (2.83)$$

Substitui-se (2.83) na equação (2.82) para então obter:

$$\frac{1}{R} \frac{d^2 R}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho R} \frac{dR}{d\rho} + \frac{1}{\rho^2 P} \frac{d^2 P}{d\phi^2} + k_c^2 = 0 \quad (2.84)$$

Elaborando:

$$\frac{\rho^2}{R} \frac{d^2 R}{d\rho^2} + \frac{\rho}{R} \frac{dR}{d\rho} + k_c^2 \rho^2 = \frac{-1}{P} \frac{d^2 P}{d\phi^2} \quad (2.85)$$

O lado esquerdo da equação depende apenas do termo ρ , enquanto que o lado direito depende apenas de ϕ . Desta forma, cada lado da equação precisa ser igual a uma constante, que será denominada de k_ϕ^2 , o que resulta:

$$\frac{-1}{\rho} \frac{d^2 P}{d\phi^2} = k_\phi^2 \quad (2.86)$$

$$\frac{d^2 P}{d\phi^2} + k_\phi^2 P = 0 \quad (2.87)$$

Substituindo e adicionando chega-se em:

$$\rho^2 \frac{d^2 R}{d\rho^2} + \rho \frac{dR}{d\rho} + R(\rho^2 k_c^2 - k_\phi^2) = 0 \quad (2.88)$$

A solução geral para (2.87) será:

$$P(\phi) = A \sin k_\phi \phi + B \cos k_\phi \phi \quad (2.89)$$

Como a solução para o termo h_z necessita ser periódica na direção ϕ [Ex., $h_z(\rho, \phi) = h_z(\rho, \phi \pm 2m\pi)$], k_ϕ precisa ser um número inteiro, n . Então a equação (3.89) torna-se:

$$P(\phi) = A \sin n\phi + B \cos n\phi \quad (2.90)$$

Já a equação (2.88) torna-se

$$\rho^2 \frac{d^2 R}{d\rho^2} + \rho \frac{dR}{d\rho} + R(\rho^2 k_c^2 - n^2) = 0 \quad (2.91)$$

A qual é uma equação diferencial de Bessel, e sua solução será

$$R(\rho) = C J_n(k_c \rho) + D Y_n(k_c \rho) \quad (2.92)$$

$J_n(x)$ e $Y_n(x)$ são as funções de Bessel, respectivamente de primeira e segunda ordem. $Y_n(k_c \rho)$ torna-se infinito em $\rho = 0$, então este termo será inaceitável para um guia de onda circular. Não há como ter uma intensidade de campo infinita neste ponto do guia, neste caso $D = 0$. Por fim, a solução para h_z ficará simplificada para:

$$h_z(\rho, \phi) = (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J_n(k_c \rho) \quad (2.93)$$

A constante C de (2.92) foi compartilhada entre as duas constantes A e B de (2.93). Para determinar o ponto de corte do ciclo de onda k_c , assume-se que a

condição de contorno para o campo elétrico tangencial seja nula. Como $E_z = 0$, obtem-se a condição para o campo $E_\phi(\rho, \phi) = 0$ para $\rho = a$.

De (2.78), resulta o campo E_ϕ a partir do campo H_z

$$E_\phi(\rho, \phi, z) = \frac{j\omega\mu}{k_c} (A \sen n\phi + B \cos n\phi) J'_n(k_c\rho) e^{-j\beta z} \quad (2.94)$$

O termo, $J'_n(k_c\rho)$ refere-se a derivada de J_n em relação ao seu argumento, e para o termo E_ϕ ser eliminado em $\rho = a$, é necessário que $J'_n(k_c a) = 0$.

Tabela 1 - Valores de p'_{nm} para os Modos TE de um guia circular.

n	p'_{n1}	p'_{n2}	p'_{n3}
0	3,832	7,016	10,174
1	1,841	5,331	8,536
2	3,054	6,706	9,970

Fonte: (Autor, 2018).

Então para um guia circular, os modos TE_{nm} serão definidos pelo ciclo de onda $k_{c_{nm}} = p'_{nm}/a$, onde n refere-se ao número de variações de circunferência (ϕ) e o termo m refere-se ao número de variações radiais (ρ). A constante de propagação para o modo TE_{nm} será:

$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p'_{nm}}{a}\right)^2} \quad (2.95)$$

Logo, a frequência de corte é definida por:

$$f_{c_{nm}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.96)$$

As componentes de campo transverso, serão obtidas das equações (2.77/2.78/2.79/2.80 e 2.93):

$$E_\rho = \frac{-j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sen n\phi) J_n(k_c\rho) e^{-j\beta z} \quad (2.97)$$

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c} (A \sen n\phi + B \cos n\phi) J'_n(k_c\rho) e^{-j\beta z} \quad (2.98)$$

$$H_\rho = \frac{-j\beta}{k_c} (A \sen n\phi + B \cos n\phi) J'_n(k_c\rho) e^{-j\beta z} \quad (2.99)$$

$$H_\phi = \frac{-j\beta n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.100)$$

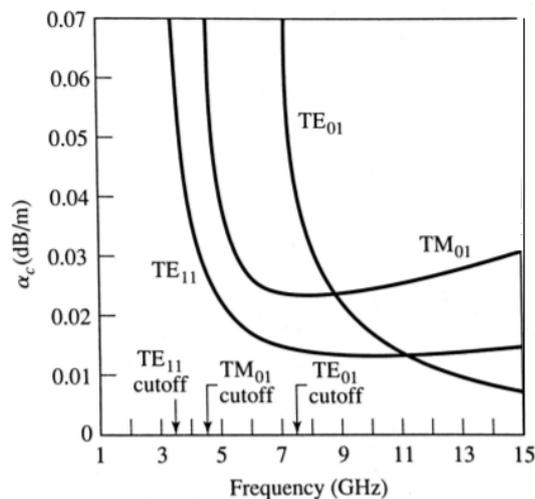
Desta forma, sabendo que a impedância de uma OEM é a relação entre o campo elétrico e o campo magnético, a impedância de um guia circular é representada pela seguinte equação:

$$Z_{TE} = \frac{E_\rho}{H_\phi} = \frac{-E_\phi}{H_\rho} = \frac{\eta k}{\beta} \quad (2.101)$$

2.12. GUIA CIRCULAR - MODO TM

Para um guia circular operar em modo TM, as equações que definem a OEM, também são de resolução em coordenadas cilíndricas. Porém, como consequência da resolução destas equações os modos de ordem TM não serão úteis neste estudo. Na figura 8 podemos observar as frequências de corte inferior dos primeiros modos de propagação deste tipo de guia, já na Figura 9, observamos o comportamento dos campos Elétricos e Magnéticos para os primeiros modos.

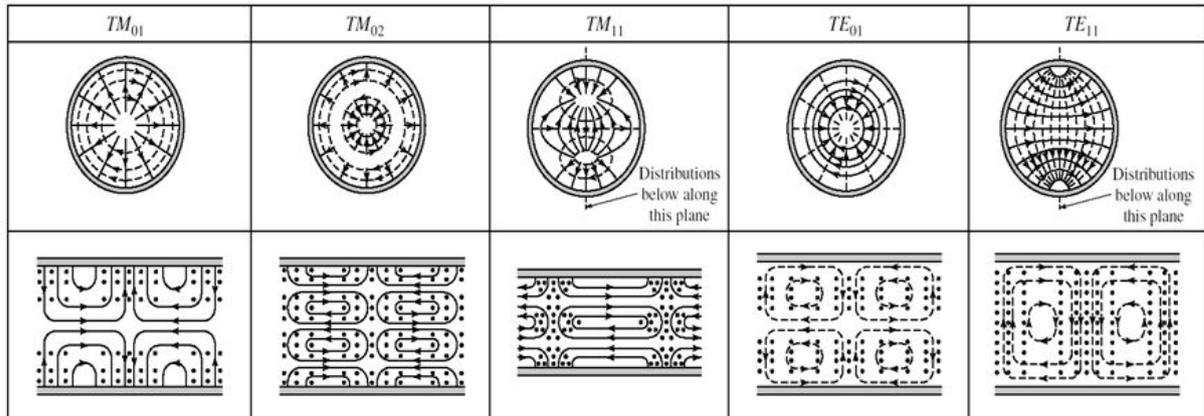
Figura 8 - Atenuação dos modos de propagação aplicados a um guia circular com $a = 2,54\text{cm}$.



Fonte: (POZAR, 2012).

Observa-se que as perdas para o modo TE_{01} diminuem com o aumento da frequência, tornando este modo muito útil para projeto de LT circulares de baixa perda. Por outro lado, verifica-se que o modo TE_{11} se manifesta em frequências mais baixas, tornando este modo mais atrativo para o projeto de dispositivos compactos onde não há longos trechos de propagação, como será o caso de um OMT compacto.

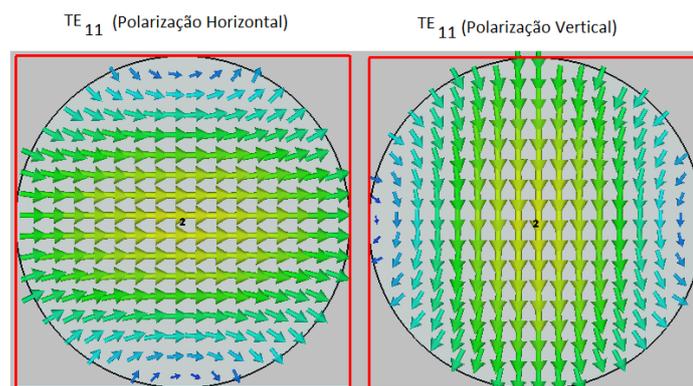
Figura 9 - Representação das linhas de campo para um guia de onda circular.



Fonte: (POZAR, 2012).

Nesta etapa, é importante frisar que uma antena parabólica de alimentador tipo *Cassegrain* [Denis Thau et al, *Reflector Antenna Feed*], faz o uso de um guia de onda circular para conduzir a energia do rádio até a lente (ponto focal) da antena. De modo a minimizar custos construtivos bem como operar em uma região de baixas perdas de condução, há a necessidade de operar tais antenas em modo de dupla polarização. Com base nas formulações apresentadas no capítulo anterior, é crucial que o guia de onda seja muito preciso e opere apenas no seu modo fundamental TE_{11V} em orientação vertical e TE_{11H} em orientação horizontal (Figura 10). Dito isso, a antena está apta a operar em dupla polarização com um guia de onda circular.

Figura 10 - Representação de um guia de onda circular operando no seu modo fundamental TE_{11} .



Fonte: Autor – Simulação com CST Microwave Studio (2018).

Por razões de formulação matemática em coordenadas cilíndricas, este modo de propagação se manifesta duas vezes no mesmo guia, (dois sinais distintos e ortogonais) um polarizado verticalmente e outro horizontalmente, mesmo sendo denominado pela mesma nomenclatura de modo TE_{11} .

3. OMT – TEORIA BÁSICA E PRINCIPAIS MODELOS

Neste capítulo apresentam-se os principais modelos e topologias de OMTs. Em função da grande variedade de topologias para as mais diversas finalidades, as topologias que mais se assemelham ao objeto deste estudo serão melhor detalhadas.

As topologias de OMTs que operam em modos de propagação superiores nas suas cavidades internas serão também apresentadas, pois de alguma forma elas são úteis para o entendimento geral de funcionamento. É importante ressaltar que devido a quase inexistência de livros e periódicos que tratam do tema OMT, esta dissertação utilizará a mesma nomenclatura utilizada por [Uher et al, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems*, 1993], no seu capítulo exclusivo sobre OMTs. Nesta literatura, que praticamente é a única a tratar do tema com mais dedicação, o autor apresenta e classifica com bastante detalhes, a maioria das topologias existentes de OMTs.

3.1. OMT NOS ENLACES DIGITAIS

A demanda por enlaces de rádios digitais vem crescendo em todo mundo, seja por parte de operadoras de celular, telefonia fixa ou provedores de internet. A necessidade por conexão de alta capacidade, faz com que os fabricantes de equipamentos procurem novas tecnologias e novas formas de possibilitar o aumento do tráfego de dados nos diferentes tipos de sistemas de transmissão.

No campo da transmissão de dados por rádio enlace nas faixas de micro-ondas, a transmissão com o reuso de frequência baseada na diversidade de polarização é uma solução já bem adotada.

Na atualidade, praticamente todos os rádios de alta capacidade digitais operam em dupla polarização. Método este, tido como a melhor solução de duplicar a capacidade de um determinado enlace, baseado no reuso da mesma faixa de frequência e sem necessidade de se alocar novas frequências. Lembrando que esta afirmação é baseada na possibilidade de operar dois sinais simultâneos (polarizados verticalmente e horizontalmente) em guias de ondas cilíndricos e retangulares, os quais foram equacionados do Capítulo 2.

As antenas utilizadas em enlaces ponto-a-ponto, praticamente são sempre antenas parabólicas com alimentadores do tipo *Cassegrain*. Motivo pela qual tais antenas são tão utilizadas são em função da alta isolação ao ruído, alta isolação à polarização cruzada e supressão de lóbulos secundários que modelos oferecem em seu mais alto estado tecnológico [ETSI EN 302 217-4-2]. Também devido a recorrente poluição espectral e necessidade de reuso de frequências em uma mesma região, torna-se vital o contínuo aperfeiçoamento das características de radiação destas antenas.

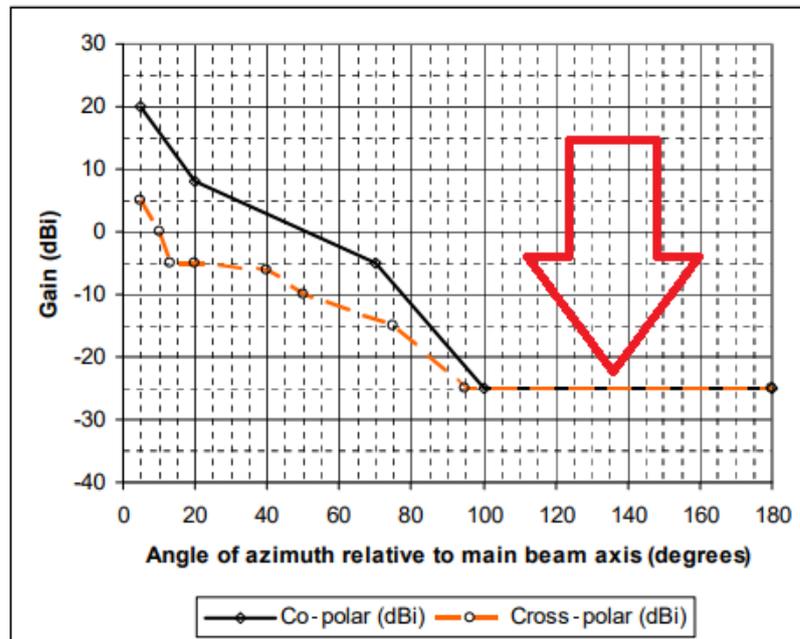
Os principais aspectos exigidos e necessários para que o uso das antenas em conjunto com equipamentos de rádio que operam com dupla polarização são justamente antenas que apresentem uma supressão ainda maior dos lóbulos secundários e maior isolação *cross polar*, motivando a utilização de blindagens de última geração nestas antenas, e exigindo aperfeiçoamentos do projeto das lentes dielétricas destes modelos de parábolas do tipo *Cassegrain*.

Na Figura 11 observa-se a envoltória de um diagrama de radiação, (Requerimento da Norma ETSI EN 302 217-4) com respeito às antenas de alta performance para utilização em enlaces de alta capacidade.

A diplexação (combinação ou separação) de sinais ortogonais é mandatória pelo sistema de transmissão/recepção dos equipamentos que operam em modo de dupla polarização. Porém como exposto anteriormente, uma antena de alta performance com alimentador *Cassegrain* possui apenas um ponto focal, o que denota que as duas componentes ortogonais de campo serão “coletadas” neste mesmo ponto focal, ou seja, na lente da parábola. De forma mais ampla, é necessário levar em consideração que sistemas que operam em dupla polarização, os quais utilizam-se do artifício de reuso da frequência em seu próprio enlace através da diversidade de polarização, podem utilizar-se deste recurso de duas formas distintas, operar em polarização circular dupla (sentido de giro direito e esquerdo) ou operar em polarização dupla linear com duas componentes de campo ortogonais (um componente vertical e outro horizontal).

Como o objetivo deste projeto é exclusivamente aplicado à enlaces terrestres, o uso da polarização linear (vertical/horizontal) é a modalidade permitida por norma para operação em modo de duplicidade de canal, que de forma mais ampla, é também estabelecida pela norma ETSI EM 302 217-4.

Figura 11 – Exemplo de uma envoltória do diagrama de radiação da norma ETSI EN 302 217-4. A linha preta contínua especifica a necessidade de blindagem ao ruído lateral e traseiro de uma antena. A linha laranja tracejada, trata a rejeição à polarização cruzada.



Angle (°)	Co-polar (dBi)	Angle (°)	Cross-polar (dBi)
5	20	5	5
20	8	10	0
70	-5	13	-5
100	-25	20	-5
180	-25	40	-6
		50	-10
		75	-15
		95	-25
		180	-25

Fonte: (Norma Internacional para antenas ponto-a-ponto - ETSI EN 302 217-4)

Neste momento é importante esclarecer que, com os recentes avanços tecnológicos na área de antenas, a maioria dos fabricantes entendem que a solução de antena que entrega a melhor performance aos rádios de dupla polarização são as antenas baseadas na topologia parabólica, com lente do tipo *cassegrain* e com terminação em flange circular como já apresentado anteriormente na Figura 3. Desta forma, os integradores (empresas que implementam os enlaces) possuem liberdade de escolher três possíveis configurações de enlace.

- Enlace em Polarização Vertical (polarização simples)
- Enlace em Polarização Horizontal (polarização simples)
- Enlace em Dupla Polarização V/H (reuso da frequência, maior capacidade).

Este aspecto é importante pois permite a intercambialidade de um futuro equipamento, seja para um *downgrade* ou *upgrade* de enlace.

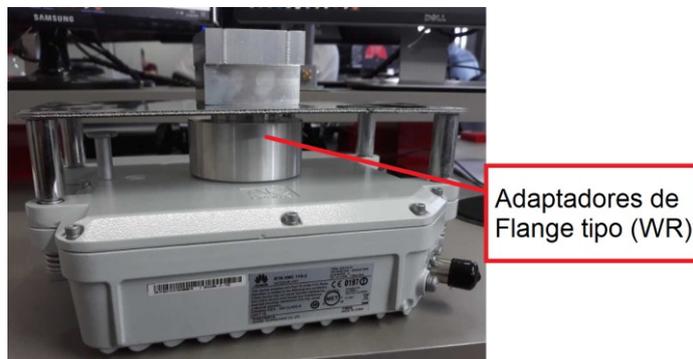
Nas Figuras 12, 13 e 14, podemos observar a mecânica de fixação de um rádio com terminação em flange à uma antena.

Figura 12 - Equipamento Rádio com flange retangular do tipo WR [60154 IEC].



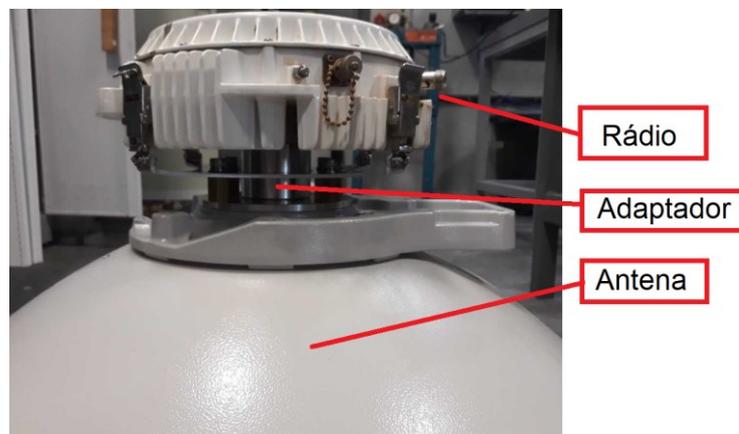
Fonte: Autor (2018).

Figura 13 - Adaptador entre o equipamento rádio e a antena. Este adaptador tem por finalidade a conversão de um guia circular (lado da antena), para um guia retangular (lado do rádio).



Fonte: Autor (2018).

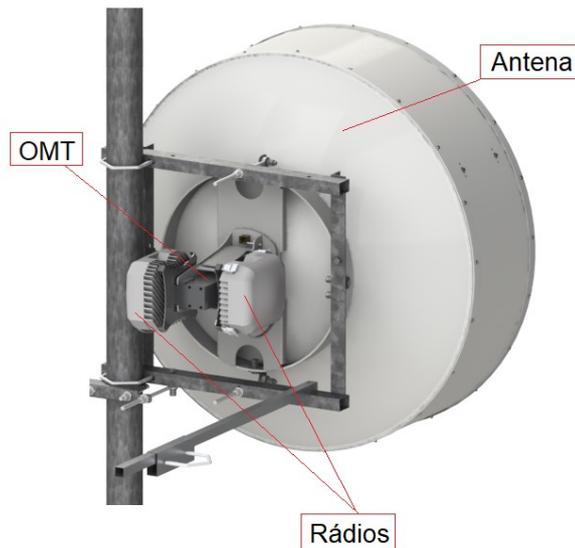
Figura 14 - Equipamento para enlace em polarização simples, ilustrado o conjunto montado.



Fonte: Autor (2018).

Como dito anteriormente, para obter-se maior capacidade possível de transmissão de um enlace em uma dada faixa do espectro será necessário utilizar dois equipamentos de rádio, um em cada polarização ou utilizar um rádio que já disponha de duas portas de interface em guia de onda já preparado para o uso em dupla polarização, como representado na Figura 15.

Figura 15 - Representação de uma antena com OMT e dois equipamentos de rádio.



Fonte: Autor (2018).

Com a atual padronização da interface das antenas com guias de ondas circulares, pode-se dizer que elas estão preparadas para operar em polarização linear e em qualquer sentido de polarização de uma forma singular. Ou mesmo em duas polarizações ortogonais simultâneas, claro que, no mesmo range de frequência. Desta forma, torna-se necessário a utilização de um equipamento passivo extra para diplexar as duas componentes de campo, denominado com o Transdutor de Modo Ortogonal (OMT – *Orthomode Transducer*) ou também chamado de Transdutor de Modo Dual.

Apesar da vasta aplicação de OMTs em enlaces digitais de alta capacidade e de dupla polarização, o projeto deste componente chave (OMT) é tratado de forma não satisfatória na literatura, não sendo abordada nem em clássicos livros de micro-ondas. Existem como fonte de pesquisa alguns artigos, publicações e pouquíssimos livros que abordam o assunto, as mais recentes publicações são de projetos bastante sofisticados, e de utilização bem específica. A primeira literatura a descrever alguns diferentes modelos de OMTs foi feito por [Boifot, 1991].

3.2. ESQUEMÁTICO BÁSICO DE UM OMT

De modo geral em uma perspectiva Eletromagnética, um OMT é representado por um dispositivo de quatro portas embora fisicamente ele possua apenas três portas físicas. A “porta comum”, é usualmente um guia quadrado ou circular que fará a interface com o alimentador da antena, porém este promoverá duas portas elétricas distintas e sobrepostas de uma forma ortogonal (Figura 16 e 17). Neste local, a interface com a antena irá operar os seus modos dominantes (TE_{11V}/TE_{11H}) para um guia de onda circular, e seus modos dominantes (TE_{10}/TE_{01}) para um guia quadrado respectivamente. Em outras palavras, a Porta-1 e Porta-2 (Figuras 16 e 17) estão sobrepostas e associadas à mesma porta física. Elas são responsáveis pelas duas componentes de Campo E_x e E_y , que são encarregadas pelo transporte dos dois sinais distintos e ortogonais de mesma frequência.

Figura 16 - Representação matemática de um OMT – Quadripolo.



Fonte: Autor (2018).

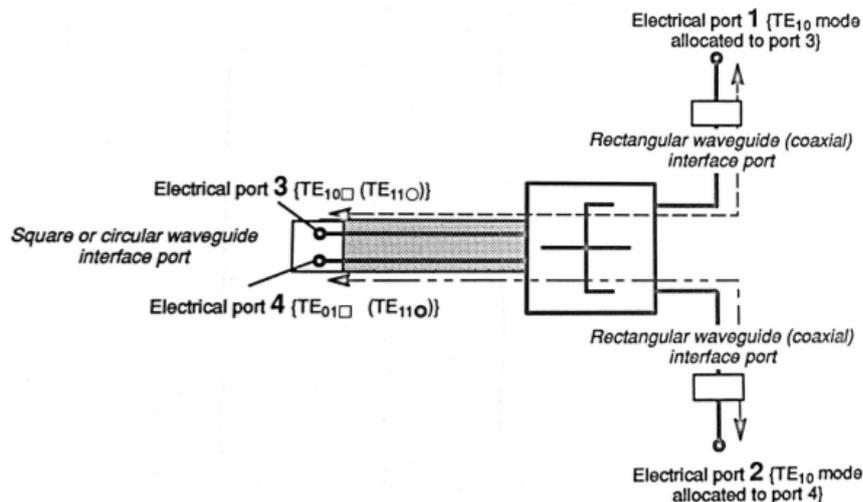
Como o OMT é um dispositivo passivo, ele opera como se fosse um diplexer polarizado na transmissão, combinando duas polarizações ortogonais em um guia de onda comum, e de forma análoga, ele separa as duas componentes ortogonais no modo recepção, encaminhando cada um dos dois componentes de campo E_x e E_y , para uma porta específica.

Como já explicado anteriormente, será necessário utilizar apenas o primeiro modo (Modo Dominante) de propagação do guia de onda principal, pois este artifício possibilita operar em alta isolamento XPD (discriminação de polarização cruzada) no alimentador da antena. A norma ETSI EN 302 217-4 apresenta nos diagramas de radiação as características mínimas desejáveis com relação ao XPD das antenas.

Dito isto, a principal tarefa de um OMT é possibilitar a propagação dos dois sinais independentes (da mesma faixa de frequência) no guia de onda comum em

seus modos dominantes e, fornecê-los em seu modo fundamental nas portas de interface polarizadas, mantendo um bom casamento de impedâncias entre entrada e saída, e manter um razoável valor de isolamento *cross polar* entre as portas simples.

Figura 17 - Representação esquemática de um OMT.



Fonte: (Jaroslaw Uhrer et al, 1993.)

De forma geral, um OMT ideal pode ser representado pela seguinte matriz de dispersão definida por:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\phi_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_2} \\ e^{j\phi_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

A *Porta 1* e *Porta 2* da Figura 17 são representadas pelos seus modos dominantes na porta física comum, já a *Porta 3* e *Porta 4*, são formadas pelos modos fundamentais nas interfaces de saída simples. Os parâmetros S na forma de transmissão para cada um dos componentes de campo são dados por:

- $S_{13} = (e^{j\phi_1}) = RL$ na porta de interface 1.
- $S_{24} = (e^{j\phi_2}) = RL$ na porta de interface 2.
- $S_{34} = XPD$ entre sinais ortogonais no guia comum.

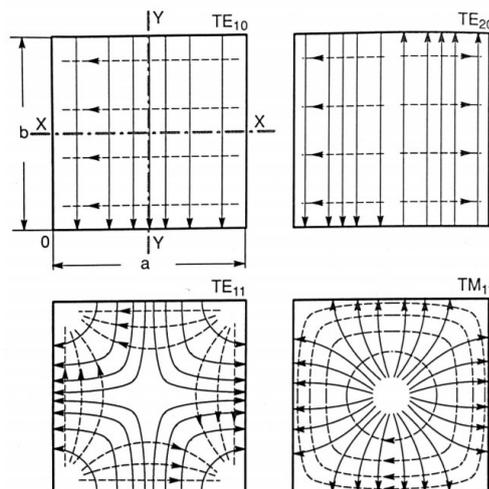
O prejuízo de um mau casamento de impedâncias ou de uma pobre isolamento entre portas de um OMT geralmente resultam na excitação de modos de ordem superiores na porta comum, especialmente na região próxima às saídas das portas singulares (região de ramificação). Tais modos de propagação de ordem superior são indesejados e podem afetar a performance de radiação da antena. O controle na

geração dos modos de ordem superior é necessário e pode ser implementado com a simetria das portas singulares, e com o perfeito cálculo dimensional do guia de modo comum.

Com relação ao centro do guia de onda (na porta Comum), há dois tipos de simetria associados aos modos de campo elétrico. Os campos elétricos são denominados simétricos com relação aos eixos (*Horizontal - x* e *Vertical - y*) se, e somente se, as linhas de Campo Elétrico são idênticas ao rotacionamento do guia em 180 graus.

Por outro lado, se ao girar o guia 180 graus, as linhas de campo tiverem direções contrárias como indicado na Figura 18, denomina-se o guia com simetria ímpar (relativo à simetria dos eixos *x* e *y*).

Figura 18 - Linhas de campo em um guia quadrado. (Campo Elétrico = linhas solidas) (Campo Magnético = linhas tracejadas)



Fonte: (Jaroslaw Uhrer at al, 1993).

Ainda, segundo a literatura [Jaroslaw Uhrer at al, 1993], considerando descontinuidades arbitrárias nas paredes internas de um guia de onda (como por exemplo nas secções de casamento de impedância), os campos elétricos da OEM que possivelmente foi excitada apenas em seu modo fundamental dominante, poderiam ser gerados por uma série de expansões de todos os possíveis modos de ordem superior. Por exemplo, o campo elétrico em um guia de onda quadrado pode ser formulado como sendo a superposição de todos os modos de ordem superior.

$$EM = \sum_{m=1}^{\infty} TE_{m0} + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TE_{mn} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{mn} \quad (3.2)$$

A maioria das OMTs de aplicação comercial às quais operam com largura de banda inferior à 20%, são implementadas de forma que todos os modos de ordens superiores no guia de onda da porta comum são evanescentes (ou suprimidos) dentro da banda de operação, mesmo que estes possam ser gerados nas regiões próximas às portas singulares.

Como já dito anteriormente, nas aplicações de antenas e dispositivos compactos geralmente operamos apenas no modo fundamental, além disto, quando nos aproximamos da frequência de corte superior do modo fundamental há uma tendência de perder-se a capacidade de isolamento de ortogonalidade entre os sinais vertical e horizontal de um determinado guia de onda que opere em dupla polarização.

Como método de controle, este efeito pode ser monitorado através da isolamento entre portas singulares, (por exemplo entre Porta-1 e Porta-2 da Figura 17) e na isolamento da ortogonalidade dos sinais na porta sobreposta de modo comum (Porta-3 e Porta-4). Tal efeito é objeto de estudo obrigatório e mais aprofundado nas OMTs que operam em grandes larguras de banda, pois os modos de ordens superiores são utilizados em plena faixa de operação dos sistemas.

Com base no exposto acima, o projeto deste OMT, além de precisar suprimir os modos de propagação de ordem superior (modos espúrios), precisará de uma certa margem de tolerância para que o efeito da perda de isolamento cross polar do guia não seja experimentada. Isto requer que o projeto dos elementos de junção e ramificação, sejam simétricos (nos planos X e Y), ou precisam ser cuidadosamente avaliados, pois podem potencialmente prejudicar nossos critérios de isolamento *cross polar*.

Assumindo-se que apenas o modo fundamental é utilizado e propagado no interior do OMT, sabe-se que o modo excitado será apenas o modo dominante TE_{mn}/TM_{mn} que é simétrico aos planos X e Y , então a equação reduz-se a:

$$OEM = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TE_{(2m-1)2n} \quad (3.3)$$

$$OEM = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{(2m-1)2n} \quad (3.4)$$

Esta condição torna-se implícita no projeto do OMT para que os modos de ordem superior sejam evanescentes na nossa faixa de operação.

3.3. PRINCIPAIS TIPOS DE OMTs

Os OMTs, foram divididas em três classes, dependendo do seu campo de aplicação [Jaroslaw Uhrer et al, 1993].

A primeira classe abrange OMTs que operam com menos de 20% de largura de banda, largura esta suficiente para a maioria dos sistemas de comunicação em enlaces comerciais.

A segunda classe refere-se a sistemas que necessitam largura de banda superior a 20%, que são as OMTs de banda larga, muito utilizadas em sistemas de radares e sistemas de pesquisa astronômica.

A terceira classe de OMTs é denominada por um tipo específico de OMT, que além de operar em larguras de bandas muito amplas, utilizam uma topologia que faz uso de quatro portas de interface. Neste caso, cada par de portas copolares, serão novamente recombinações (levando-se em conta um ajuste de 180 graus elétricos na recombinação das portas copolares). Esta classe de OMT é utilizada em sistemas multibanda, de forma mais específica no que tange ao projeto, ele deve operar com guias multimodo, utilizando-se dos modos superiores de propagação.

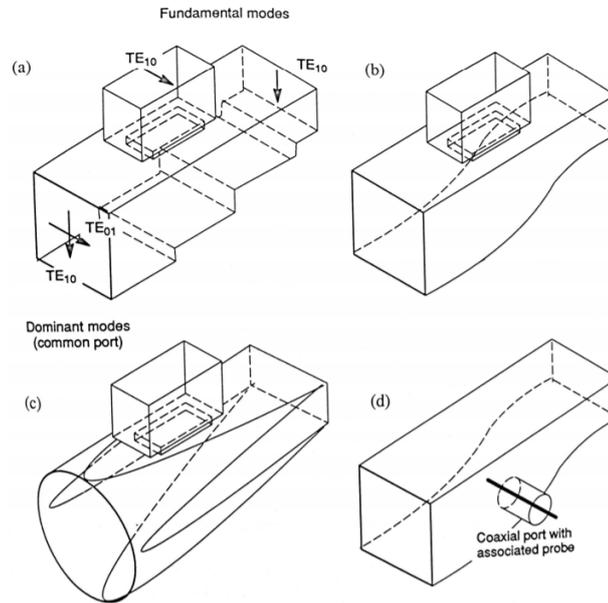
Nos próximos subcapítulos, serão apresentados as topologias mais utilizadas e os diferentes tipos de OMTs. Serão abordados apenas OMTs de polarização linear, o uso da polarização circular não é parte integrante deste estudo.

3.3.1 OMT TIPO 1 – BANDA ESTREITA

Os OMTs de banda estreita ($BW < 10\%$) fazem referência aos primeiros OMTs largamente utilizados em escala industrial, são de baixo custo, com bons valores de VSWR e bons valores de isolamento *cross polar* na banda de utilização (Figura 19). São OMTs simples, sem muitos recursos de usinagem, mas preservam seu aspecto simples e confiável. Estes OMTs também apresentam diversas variantes, com portas

em guias de ondas retangulares, coaxiais, ou híbridas com uma porta coaxial e outra em guia de onda.

Figura 19 - OMTs de ramificação/afunilamento assimétrico. (a) Transformação em etapas, (b) Afunilamento contínuo, (c) Afunilamento com transformação circular para retangular, (d) Projeto Híbrido com interface coaxial.



Fonte: (Jaroslaw Uhrer et al, 1993).

Figura 20 - OMT assimétrico Tipo 1 junto ao alimentador da antena. Dois guias de onda em paralelo no percurso até a posição focal da parábola.



Fonte: (RFS Company).

Figura 21 – OMT assimétrica Tipo 1 com prolongamento das ramificações de saída.



Fonte: Autor (2018).

As figuras (19, 20 e 21) representam algumas formas típicas construtivas destes OMTs do Tipo 1. Eles são basicamente projetados em um formato afunilado longitudinal (em degraus ou de forma gradativa), promovendo uma transição (simétrica ou assimétrica) da porta comum (circular ou quadrada) para uma porta de interface retangular padrão (tipo WR) em seu modo fundamental. Esta seção é por sua vez combinada com uma ramificação (em guia de onda retangular ou coaxial), posicionada perpendicularmente com o eixo longitudinal e centralizado na parte superior desta região. A dimensão de maior largura desta porta é alinhada com o eixo longitudinal do funil de forma a promover o acoplamento da outra componente de campo ortogonal do guia de onda principal.

Basicamente, o modo dominante TE_{10} (Figura 19) na porta comum do guia quadrado passa pelo afunilamento e é fornecido à porta longitudinal do OMT. O outro modo ortogonal TE_{01} torna-se evanescente na região de afunilamento, é conseqüentemente refletido e simultaneamente acoplado à ramificação lateral da porta singular.

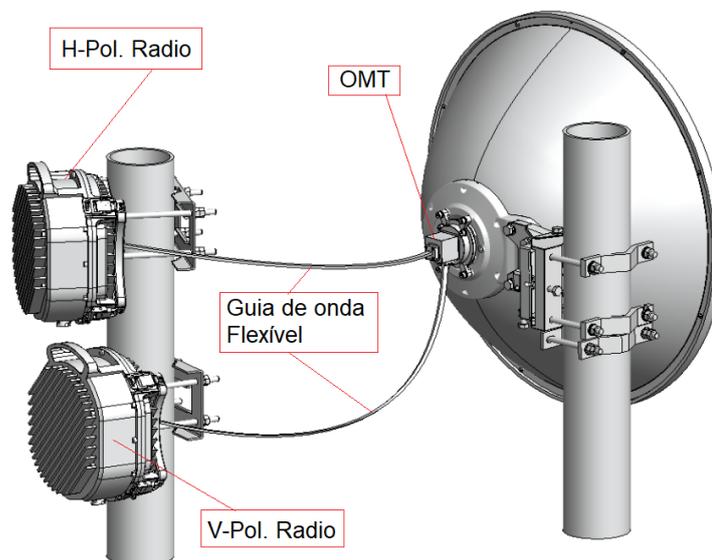
Tais OMTs são bastante eficientes e muito utilizados, porém devido ao tamanho físico dos equipamentos, geralmente torna-se necessário a utilização de trechos de guia de onda flexíveis (Figura 22 e 23) para promover o acoplamento do rádio à antena.

Figura 22 – Guia de onda flexível utilizado para conectar e afastar mecanicamente os equipamentos de rádio quando se utilizam OMTs de tamanho reduzido.



Fonte: (Shanghai Hexu Microwave Technology Co., Ltda)

Figura 23 – OMT assimétrico tipo 1. Utilização de dois guias de onda flexíveis para conexão aos equipamentos.



Fonte: (Subnet Microwave)

A solução representada na Figura 23 é muito utilizada como recurso no aumento da capacidade de transmissão em enlaces que já estavam operando em modo de polarização simples, tornando possível duplicar a capacidade num segundo momento com a utilização de dois equipamentos operando em dupla polarização.

O OMT compacto, o qual é objeto deste estudo e apresentado na Figura 3, diferentemente do modelo da Figura 20, possibilitará a fixação dos equipamentos de rádio diretamente ao corpo do OMT, apesar desta vantagem, ele necessita ser fornecido pelo fabricante da antena de forma que os encaixes mecânicos sejam padronizados. Como muitas vezes a necessidade de duplicação do enlace é futura, o OMT ilustrado na Figura 23 torna-se mais atrativo como uma opção inicial, pois

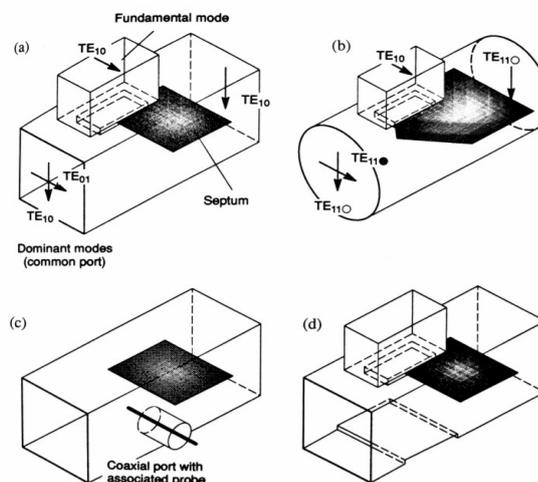
promove um recurso de *upgrade* futuro. Por outro lado, o OMT compacto que será apresentado nesta dissertação tem um custo muito inferior se comparado ao OMT da Figura 20, isto ocorre devido ao custo adicional dos guias flexíveis que são necessários à conexão dos equipamentos.

3.3.2. OMT TIPO 2 - BANDA ESTREITA (SEPTUM/BRANCHING)

Esta modalidade de OMT é construída utilizando-se de uma secção de corte uniforme (circular ou quadrada) no guia de onda principal. Uma espécie de septo (lâmina metálica fina) é inserida de forma a dividir o guia de onda em duas partes iguais no eixo-Y (Figura 24). Com respeito a porta comum, a região do septo é parcialmente sobreposta por uma ramificação retangular de guia de onda que é localizada no centro de uma das paredes laterais da porta comum. A dimensão mais larga da porta de interface na ramificação é geralmente colinear com o eixo longitudinal da porta comum.

O sinal proveniente da porta comum (modo dominante TE_{10} para o guia quadrado ou TE_{11} para o guia circular) é então dividido em duas parcelas de $-3dB$ na entrada do septo. Estas duas porções passam pela região do septo e se recombinam no guia de onda sucessivo. O componente de campo ortogonal torna-se evanescente na região do septo, sendo então refletido e acoplado nesta região à uma porta lateral (ramificação), que por sua vez é uma interface retangular, alinhada longitudinalmente ao guia principal.

Figura 24 – Exemplificação de quatro tipos de OMTs que se utilizam de um septo para facilitar a separação dos sinais ortogonais.

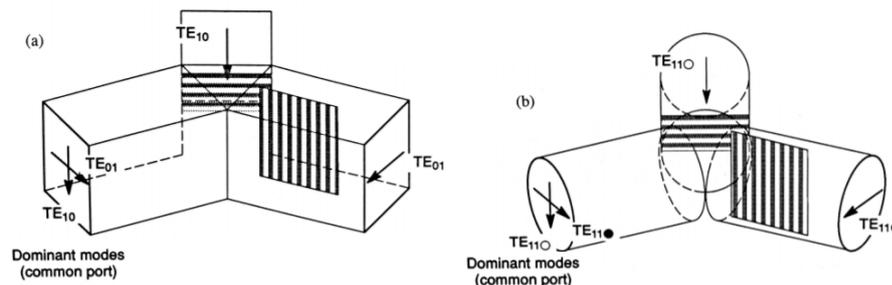


3.3.3. OMT DE BANDA ESTREITA TIPO 3 (RAMIFICAÇÃO ANGULAR COM SEPTO)

Este tipo de OMT é caracterizado pela sua geometria distinta na região de ramificação, onde ambos os sinais se ramificam de uma forma angular com relação ao guia principal (Figura 25). As duas ramificações se utilizam de um septo para refletir o sinal da polarização indesejada. Este OMT é utilizado apenas em projetos na qual somente o modo dominante é operacionalizado. Pelos poucos recursos de casamento de impedância, ele não apresenta largura de banda superior à 10%.

Em um primeiro momento a topologia simples nos leva a crer que este OMT seja recomendado para diversos projetos de baixo custo, mas a sua extrema simplicidade não permite muito recursos de casamento de impedância e não resulta uma ótima isolamento entre as portas de interface.

Figura 25 – OMT de Banda Estreita: (a) Ramificação angular com interfaces quadradas, (b) Ramificação angular com interfaces circulares.



Fonte: (Jaroslaw Uhrer et al, 1993).

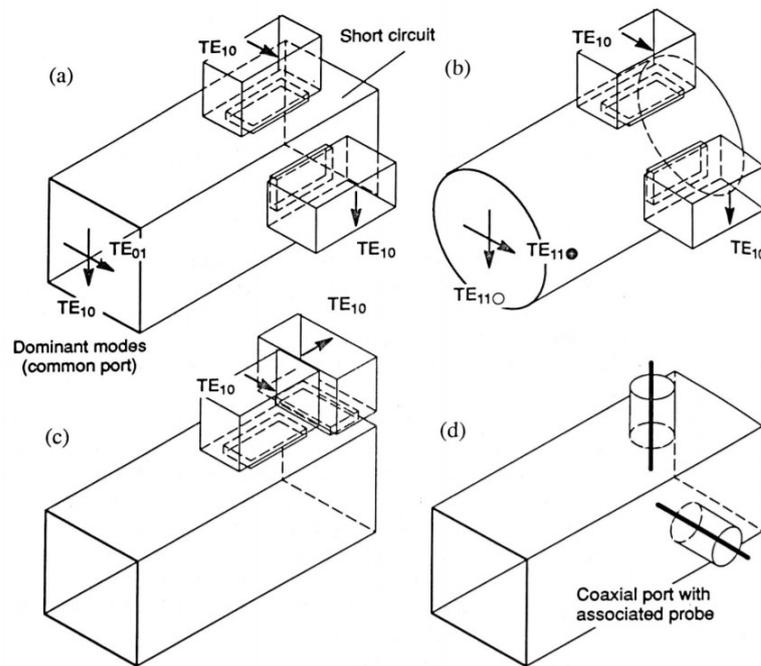
3.3.4. OMT TIPO 4 (GUIA COMUM EM CURTO)

Este OMT é considerado como um dos projetos com a topologia mais simples de todas. É basicamente um guia de onda comum (quadrado ou circular) terminado em um curto circuito, apresenta duas ramificações perpendiculares entre si a uma distância muito pequena do curto circuito (Figura 26), promovendo desta forma um acoplamento com as portas (guia de onda retangulares ou coaxiais das ramificações). Tal geometria é também muito empregada comercialmente devido a sua simplicidade e baixo custo de fabricação.

Sua maior desvantagem, é a pobre isolamento entre portas devido ao fato da existência de excitação de modos de ordem superior na região de ramificação, o que torna o projeto sem muitos recursos para aumentar a isolamento entre portas.

Cada tipo de OMT é aplicável a um determinado mercado ou estudo específico, as vantagens destes OMTs são para sistemas de baixo custo sem necessidade de eficiência elevada nem de alta isolação entre portas. A largura de banda dificilmente supera os 10%.

Figura 26 - (a) Guia de onda principal quadrado com portas de interface retangulares perpendiculares nas paredes laterais, (b) Guia de onda principal circular com portas de interface retangulares perpendiculares nas paredes laterais, (c) Guia de onda principal quadrado com as portas de interface em apenas uma lateral, de modo sequencial, na qual uma interface acopla o campo H e a outra o campo E, (d) OMT do tipo híbrida, com duas portas coaxiais.



Fonte: (Jaroslaw Uhrer et al, 1993).

No exemplo da Figura 26(d), mesmo sem possuir uma grande isolação entre portas, mas em função da simplicidade da inserção de dois conectores coaxiais, e pelo seu baixo custo, esta topologia é de fato amplamente utilizada em antenas para sistemas *MiMo* que operam nas faixas livres do WiFi.

3.3.5. OMTS DE BANDA LARGA

Apesar de toda dificuldade relatada nas páginas anteriores sobre a obtenção de alta eficiência e largura de banda de uma forma simultânea, existem alguns modelos específicos de OMTs que podem abranger até mesmo 90% de largura de banda. Tais aplicações estão longe de serem aplicações comerciais devido ao seu elevado custo. Há demanda para tais OMTs em sistemas de comunicações

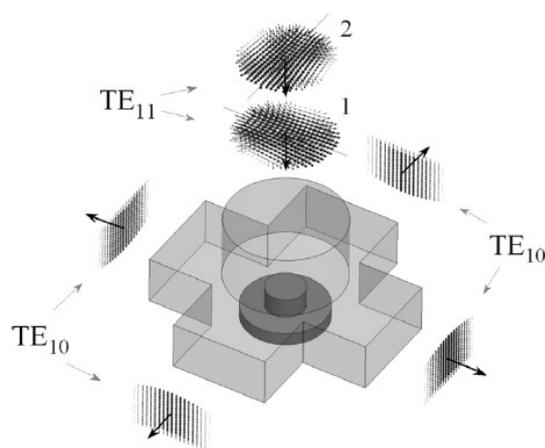
específicos, como sistemas de defesa, e em sistemas de pesquisas rádio astronômicas.

Tais projetos não obedecem a nenhuma padronização de uso de flanges específicos (normatizado pela IEC 60154-2:2016) como ocorre em sistemas de uso comerciais. Logicamente eles utilizam-se dos modos superiores de propagação (ou até vários modos superiores), pois é a única maneira de atingir-se largura de banda superior à 20%.

Um clássico projeto deste tipo funciona da seguinte forma, ele parte de um guia quadrado ou circular como guia principal (o qual transporta os dois sinais ortogonais), mas ao final deste guia há quatro ramificações, ao invés de apenas duas como seria esperado. Então estas duas ramificações para cada polarização, que são dispostas em lados opostos ao guia, são divididas em duas parcelas com $-3dB$ para cada porta de interface.

Esta simetria (Figura 27) no final do guia comum, é dita como a maneira ideal, ou mais natural de desacoplamento de dois sinais ortogonais provenientes do guia comum. Porém surge agora uma questão diferente, haverá a necessidade de recombinar (Figura 28) ambos os sinais copolares (através de um combinador). Além disso, tem-se que levar em conta que a fase do sinal de saída das duas portas copolares estarão à 180 graus com relação a porta do lado oposto. Esta defasagem de 180 graus elétricos, ocorre devido a uma questão geométrica e de alinhamento dos vetores de Campo Elétrico nas portas de interface.

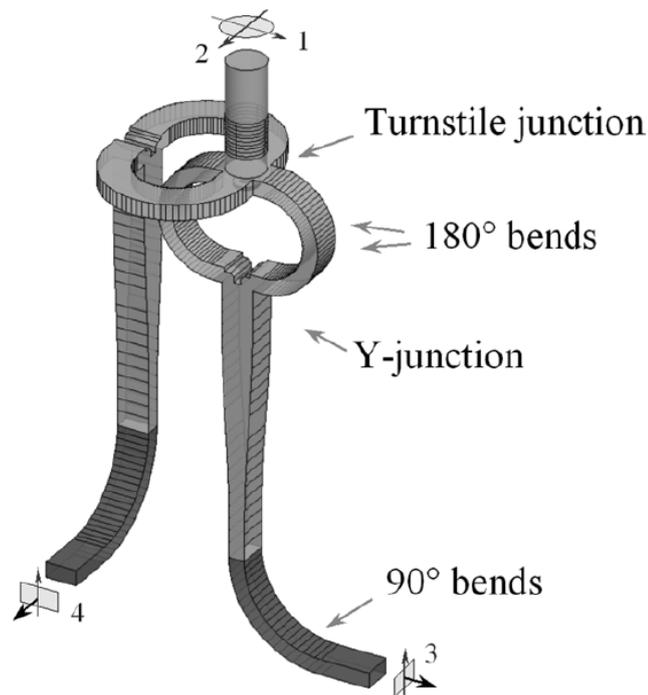
Figura 27 – Visualização das duas parcelas de cada sinal ortogonal sendo acoplados nas portas de interface opostas.



Com isso, pode se concluir que sempre haverá uma alternativa para uma determinada aplicação que visa maior largura de banda, a questão é a que custo isto é atingível pois todas estas geometrias de OMTs apresentados são sempre acompanhados de complexos recursos de usinagem CNC para fabricá-los. Tal solução naturalmente engloba maior quantidade de matéria prima, aumentando o custo de usinagem e complexidade geométrica na montagem de todo aparato.

Já para sistemas de transmissão de alta capacidade de uso comercial, a utilização de modos de propagação de ordem superior é geralmente evitada, pois eleva os custos (devido ao aumento de tamanho) e degrada a isolação XPD da antena. Novamente, a isolação XPD de uma antena é de suma importância para operação em canais simultâneos ortogonais, e é justamente a boa isolação XPD, que possibilitará o reuso da frequência em sistemas de dupla polarização.

Figura 28 – OMT de Banda Larga do tipo “Turnstile” com recombinação das portas copolares



Fonte – (Giampaolo Pisano et al, 2007)

4. PESQUISAS SIMILARES

Após a apresentação das diferentes topologias e categorias de um OMT e da verificação das principais equações que regem o seu funcionamento, neste capítulo apresenta-se o estado da arte nas pesquisas científicas no segmento de OMTs compactos. Será comparado também alguns produtos de mercado e como a empresa ALGcom se posiciona frente ao atual estado tecnológico do dispositivo.

4.1. MERCADO ATUAL

O OMT desenvolvido neste estudo é destinado a sistemas de enlace de rádio digital de uso comercial. Neste segmento, não há uma vasta fonte de recursos de pesquisa com diferentes modelos de OMTs. Para uma avaliação mais detalhada, são somente algumas dezenas de publicações que fazem referência a tal tecnologia, e as que o fazem são geralmente de outras formas geométricas, como por exemplo os OMTs do tipo 1, e versões adaptadas do tipo 1 como ilustrado na Figura 29, que representa a grande maioria na atualidade.

Os demais OMTs que são alvos de publicação geralmente são de uso aeroespacial, uso militar, ou em radares. Todavia, considera-se muito importante a leitura e acompanhamento das pesquisas nestes segmentos pois elas conduzem a diferentes topologias às quais algumas não constam em literaturas e/ou periódicos deste segmento. Nas referências bibliográficas deste estudo, foi apresentado o estado da arte também nos segmentos de pesquisas astronômicas e aeroespaciais. Entretanto, dificilmente há subsídio que possa ser utilizado em um OMT de uso comercial, a aplicação é muito distinta. Novamente, as áreas que mais se destacam neste segmento são justamente as de pesquisas astronômicas, e a topologia empregada é muito diferente das necessidades de um equipamento para uso comercial.

A área de pesquisa astronômica e militar por vezes faz uso de uma largura de banda muito elevada, podendo chegar até 90%. Em consequência disto, tais projetos contemplam o uso dos modos de propagação de ordem superior. Estes OMTs geralmente apresentam geometrias complexas, e a recombinação das interfaces de saída logo após a ramificação de acoplamento torna-se necessária. Portanto, quase

todos estes estudos se desencadeiam do modelo clássico denominado como *Turnstile*, e todas as suas variantes exemplificadas nas Figuras 27 e 28.

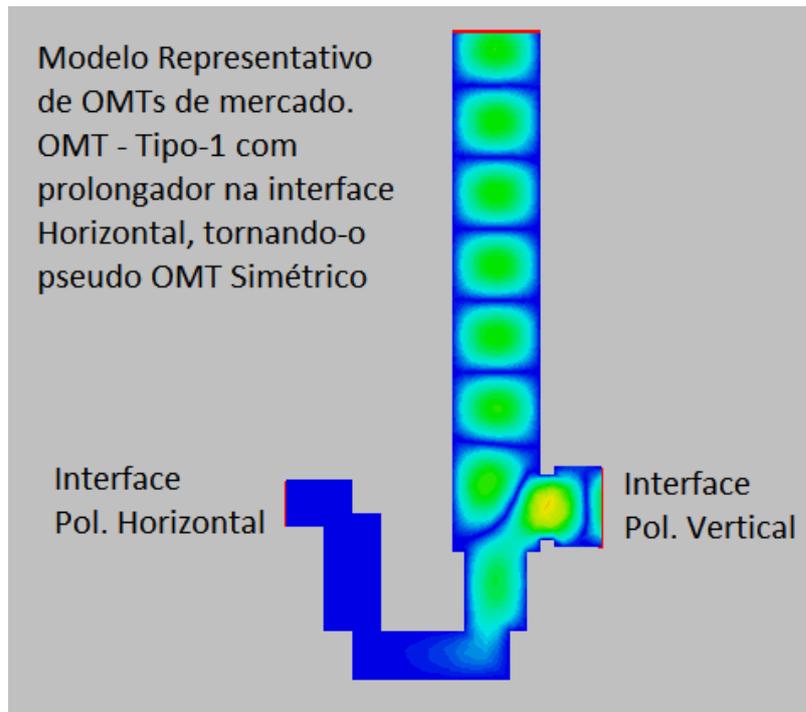
O propósito desta dissertação, quando comparado a um OMT dito como o estado da arte para aplicação em enlaces de rádio digitais irá demonstrar inúmeras vantagens com relação aos projetos da atualidade. A simplicidade de conexão, simetria dos equipamentos de rádio os quais devem estar alinhados um de frente para o outro em forma de “T”, baixo custo de fabricação, baixo peso, facilidade de manutenção (troca de rádios por exemplo), e por fim, a simplicidade mecânica construtiva, são características essenciais para que um OMT seja competitivo e eficiente comercialmente.

Na área de aplicação comercial existem muitas fontes de pesquisa que remetem à topologia apresentada nas Figuras 19 e 29, (OMT – com ramificação e afunilamento). A literatura comenta que tais OMTs são de banda estreita ($BW < 10\%$), entretanto já há estudos mais recentes que demonstram estes OMTs operando com até 20% de largura de banda (Exemplo: própria OMT atual da ALGcom a ser detalhada no Capítulo 4.2).

Neste momento faz-se necessário registrar que como os OMTs de uso para enlaces de rádio frequência são acoplados com antenas de alta performance, é preciso entender que quando se menciona que o OMT precisa atingir até 20% de largura de banda, este range de operação deve ser factível apenas com a utilização do modo fundamental do guia de onda. A degradação do XPD da antena e do OMT começa a se tornar preocupante quando chega-se próximo à região onde inicia a propagação do modo de segunda ordem. Este efeito será melhor entendido nas etapas de estudo do projeto.

Na Figura 29, representa-se o modelo de OMT mais utilizado na atualidade do mercado. Trata-se de um OMT do tipo-1 com ramificação longitudinal e lateral, na ramificação longitudinal utiliza-se um prolongador e consequentes curvas de guias de onda para que possibilite levar as interfaces de saída para um local onde os equipamentos de rádio se apresentem de uma forma simétrica.

Figura 29 - Pseudo OMT Simétrico muito comum no mercado.



Fonte: Autor (2018).

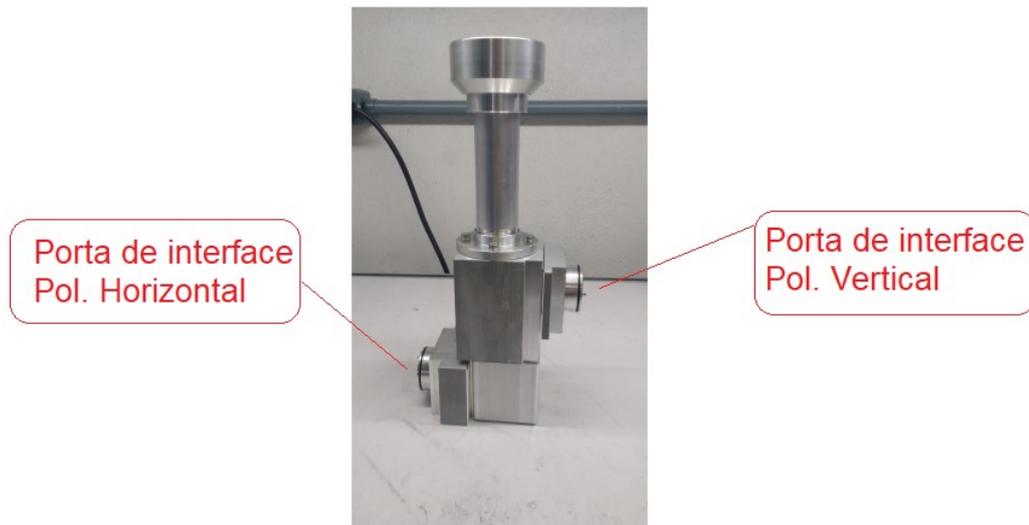
Este OMT da Figura 29 possui a topologia que promove a fixação dos rádios em forma simétrica (um rádio de frente para o outro), mas utiliza-se de um artifício mecânico, onde há um trecho adicional de guia de onda após a ramificação longitudinal do guia comum, obtendo pôr fim a geometria adequada. Este artifício não é ideal pois provoca um aumento de custo, aumento das perdas e incremento de complexidade na usinagem quando comparado ao modelo proposto, dito como o estado da arte.

4.2. OMT – MODELO ATUAL DA ALGCOM

A empresa ALGcom desenvolveu e comercializa um OMT baseado no modelo tipo 1 apresentado a seguir na Figura 30, na verdade este OMT é uma adaptação do OMT da Figura 29. Observando a disposição das interfaces de saída, pode-se perceber que a empresa não adotou a técnica de corrigir a posição da interface de saída de polarização vertical. A ALGcom comenta que na época este modelo apresentou-se mais econômico e imaginou que o desalinhamento dos equipamentos de rádio não pudesse ser algo tão prejudicial, mas o centro de gravidade do conjunto final ficou prejudicado. Como os equipamentos de rádio não se apresentam de forma

simétrica na parte traseira da antena, o tamanho final do conjunto também se torna maior, aumentando a área efetiva exposta ao vento, motivo este que levou a empresa a buscar por uma nova técnica de acoplamento o qual originou o projeto alvo desta dissertação.

Figura 30 - OMT produzido pela ALGcom. Pode-se verificar que os equipamentos de rádio ficam em lados opostos, porém assimétricos. Modelo teórico – OMT tipo 1 com prolongador na interface Horizontal e posterior curva de 90 graus.



Fonte: ALGcom (2016).

A porta de interface de polarização vertical é obtida com uma ramificação lateral perpendicular ao eixo longitudinal, e é centralizada na região de afunilamento da ramificação longitudinal.

A porta de interface de polarização horizontal, é disponibilizada no lado oposto, mas não é simétrica à porta de interface vertical. Ela é alocada após a ramificação central longitudinal do guia principal, este prolongador apresenta uma curva de 90 graus no final do trecho.

Em termos de performance esta OMT atende ao mercado, mas um dos motivos que geraram a necessidade de um modelo melhorado foi a não simetria na fixação dos equipamentos de rádio digital, que provoca um aumento do tamanho do conjunto, conseqüentemente um aumento na área de exposição ao vento e excesso de peso na parte traseira do conjunto (gerando uma força de momento muito alta devido ao peso dos equipamentos). Havia também a necessidade de redução dos custos de fabricação que estavam elevados.

Além destes detalhes, qualquer produto a ser instalado em uma torre de telecomunicações necessita ser leve e de fácil manipulação. Sempre será bem visto por parte dos implantadores e instaladores produtos mais leves, de pouca área de exposição ao vento e que ofereçam facilidade de montagem. Um produto que ofereça estas vantagens de instalação com certeza apresentará uma maior confiabilidade e durabilidade de operação. O momento da instalação é de fato um momento crítico e que requer muita habilidade, além disto, todo o trabalho de configuração é feito em altura, oferecendo um risco a vida humana.

Um outro motivo, talvez o mais importante que levou a necessidade de uma reformulação deste OMT, é a extrema complexidade mecânica da sua montagem em fábrica. No desenho da Figura 31, pode-se constatar que há cinco peças usinadas com encaixes bastante complexos, cada encaixe deste tipo deve seguir um rigoroso critério de vedação e alinhamento, tais encaixes sempre oferecem um alto risco de confiabilidade e de resistência às intempéries.

Figura 31 - OMT atual da ALGcom. Várias partes móveis que devem ser precisamente encaixadas e vedadas para obter-se o produto final.

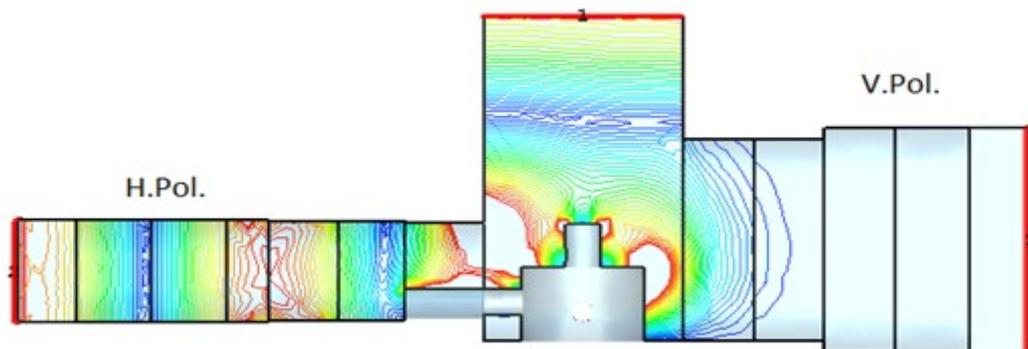


Fonte: ALGcom (2016).

4.3. OMT DESEJÁVEL PARA USO EM ENLACES DIGITAIS

A proposta desta dissertação de mestrado propõem o projeto de um OMT que torne o produto final (Antena + OMT + Dois Equipamentos de Rádio) um sistema mais robusto, mais compacto, de menor perda de inserção, de menor custo de fabricação, de menor área de exposição ao vento e que promova uma maior facilidade de instalação ao cliente. Estes critérios conduzem a uma solução final cujo OMT apresente as duas interfaces de saída (Polarização-V e Polarização-H) simétricos, e as interfaces de saída sejam em formato de um “T” (Figura 32), os dois equipamentos de rádio devem ficar um de frente para o outro.

Figura 32 – OMT ideal. Menor trecho de acoplamento entre antena e os rádios. Promovendo simetria de acoplamento com a menor perda de inserção.



Fonte: Autor (2018).

De uma forma mais clara, um OMT desejável deverá apresentar:

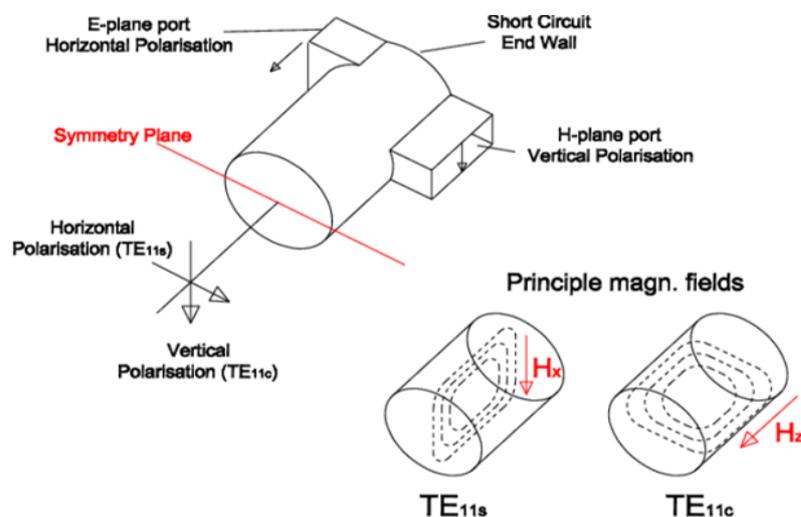
- Menor peso possível;
- Promover o Centro de gravidade mais próximo à antena;
- Diminuir a área de exposição ao vento do conjunto;
- Baixa complexidade de usinagem;
- Baixa perda de inserção e alto isolamento XPD;
- Geometria em “T” para fixação dos equipamentos;
- De fácil instalação e manutenção ao usuário;
- Alta resistência às intempéries;

4.4. ESTADO DA ARTE PARA UM OMT DE PORTAS SIMÉTRICAS

Perseguindo este caminho, no sentido de tentar que o desejável seja real, encontra-se apenas quatro fontes de pesquisa referenciadas em [1], [3], [4] e [5], às quais vão ao encontro destas características. Sendo que destas publicações, a única mais elaborada e detalhada que compete com a solução desta dissertação é o artigo apresentado em [1] que foi inclusive foi alvo de uma tentativa inicial [Rosenberg et al, *Compact T-Junction Orthomode Transducer Facilitates Easy Integration and Low-Cost Production*, 2011]. As outras três referências citadas foram de extrema importância para o estudo, são também muito compactas na sua topologia, mas elas ou não atingiam largura de banda suficiente para operação em banda larga, ou necessitavam de dispositivos auxiliares para acoplamento às portas de interface.

A Figura 33 representa o trabalho proposto por [Rosenberg et al, 2011]. A proposta de utilização deste OMT é exatamente similar a este projeto, porém no artigo publicado a faixa de frequência utilizada foi mais alta (faixa central em 26GHz). Todas as premissas de operação são praticamente as mesmas, tais como isolamento, eficiência de acoplamento, baixo custo, ser compacto e apresentar interfaces de saída em formato de “T”. A largura de banda atinge valores praticamente idênticos a este projeto (aproximadamente 20% de BW).

Figura 33 - Geometria externa da OMT [1] – Portas de interface em lados opostos, com guia de modo comum circular.



Fonte: Artigo [1] - (Rosenberg et al, 2011).

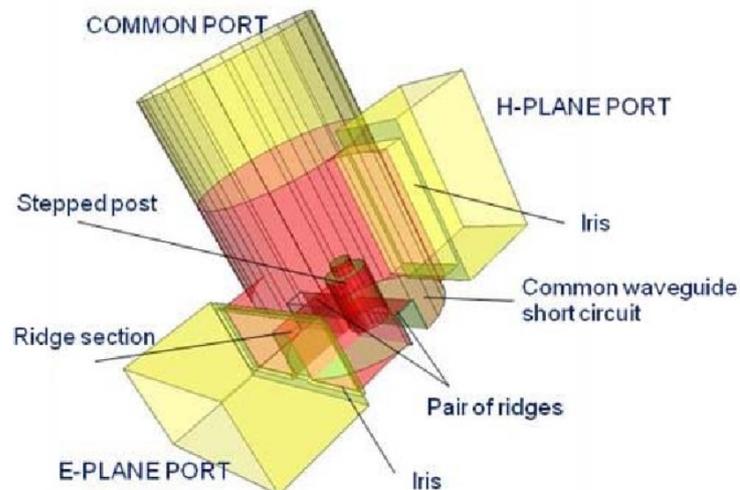
Como as portas de interface de saída são em lados opostos nas laterais do guia de onda comum, a interface de saída da Polarização Vertical funciona acoplando o campo H_z do guia comum ortogonal, enquanto a interface de saída da Polarização Horizontal opera de modo a acoplar o componente H_x do guia de onda comum.

No trabalho proposto por [1] representado na Figura 33, pode-se visualizar a geometria interna do OMT e observa-se a simplicidade do desenho 3D. Poucos recursos de ajuste fino, ramificações das portas de interface sem complexidade, são características que tornam o modelo alvo de desejo para o estudo e fabricação. Sempre que são apresentados projetos com geometria construtiva com tal simplicidade associados a resultados excelentes, eles despertam atenção.

O guia de onda circular é destinado a operar em modo dual e ortogonal, transmitindo simultaneamente as duas polarizações ortogonais nos modos TE_{11V} e TE_{11H} . O diâmetro do guia circular padrão, opera apenas no modo fundamental, ou seja, o modo de primeira ordem da OEM.

O trabalho proposto por Rosenberg [1] também comenta sobre a necessidade de o guia de onda do alimentador da antena operar apenas no modo fundamental de propagação do guia circular. As interfaces de saída também são retangulares do tipo WR [IEC 60154], padrão de mercado para esta faixa de frequência as quais também operam apenas nos modos de primeira ordem destas interfaces retangulares.

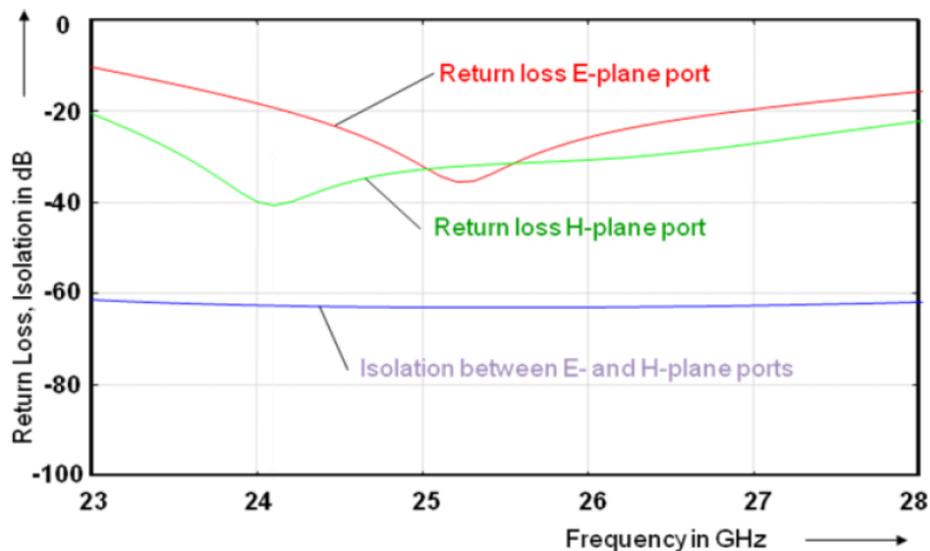
Figura 34 – Geometria interna do OMT proposto por [1]. Modelo utilizado na simulação eletromagnética.



Na Figura 34 acima pode-se observar a simplicidade dos ajustes de acoplamento, basicamente representados por: (*pair of ridges, stepped post e ridge section*).

Em um primeiro momento, os resultados apresentados levam a crer que adotando os mesmos critérios de projeto, com certa facilidade poderia se obter um OMT similar com os mesmos resultados elétricos apresentados. Como já comentado acima, a baixa complexidade geométrica é fator que atrai projetistas e engenheiros, pois o projeto é apresentado como sendo de fácil assimilação e reprodução.

Figura 35 – Parâmetros S das três portas, indicando um rendimento não satisfatório na Porta “E-plane”



Fonte: Artigo [1] - (Rosenberg et al, 2011).

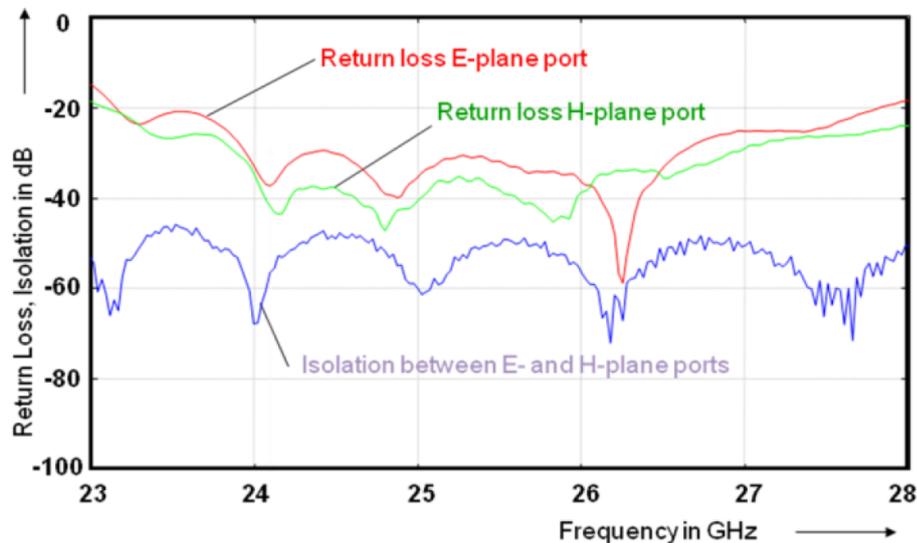
O próprio autor comenta que os valores obtidos de isolamento foram muito bons, o coeficiente de onda estacionária na porta *H-plane* atende com nível inferior a $-20dB$ para 20% da largura de banda. Já para a porta *E-plane*, a mesma eficiência de casamento de impedâncias não foi obtida em simulação.

Contudo, em um determinado ponto ele explica que durante a prototipagem, através de alguns arredondamentos de aristas foi possível atingir valores de casamento de impedâncias para ambas as portas melhores que $-20dB$ (Figura 36). Neste ponto do seu artigo, não ficou claro a evidência de quais foram as alterações, bem como não foi apresentado um desenho indicando tais ajustes. Lembrando, nos resultados simulados não foi possível constatar desejável acoplamento com eficiência melhor que $-20dB$ na porta *E-plane* para a largura de banda desejada.

A publicação deste artigo [1] com sua simplicidade construtiva, encorajou na tentativa de reproduzir o OMT e constatar a sua aplicabilidade. O projeto foi redesenhado e após muitas horas de otimização em simulação no *software CST - Microwave Studio*, não conseguiu-se obter resultados nem próximos aos apresentados.

Não bastando, optou-se por fazer algumas modificações, introduzindo mais recursos de sintonia e acoplamento, bem como utilizar mais etapas de sintonia fina no percurso das ramificações.

Figura 36 - Resultado final do artigo [1]. Parâmetros S das medias de acoplamento após arredondamentos de cantos e aristas, segundo o autor.



Fonte: Artigo [1] (Rosenberg et al, 2011).

Como consequência destas análises, o projeto do OMT para a faixa de frequência alvo desta dissertação (5.925 – 7.125 MHz) iniciou-se seguindo exatamente os critérios apontados por Rosenberg [1]. Em termos de largura de banda propostos, praticamente tem-se o mesmo percentual de 20% entre o início e o final da banda de operação. Como um dos maiores desafios de projeto de um OMT compacto é quando se depara com a necessidade de operação em banda larga, precisa-se evidenciar que o projeto de tais dispositivos tornam-se desafiadores, pois a largura de banda é tida como o maior desafio a ser vencido.

Nos capítulos seguintes é detalhado a tentativa de reprodução deste projeto, considerado como sendo o **estado da arte** em um OMT de portas simétricas.

5. PROJETO

Neste capítulo será abordado com mais detalhes os requisitos de projeto, será feita uma análise dos modos de propagação dos guias de onda e interfaces de saída. Os modos de propagação serão criteriosamente analisados em função de evitar a propagação de modos de segunda ordem, bem como será avaliado a utilização de um guia de modo comum quadrado como guia de onda principal.

5.1. CARACTERÍSTICAS GERAIS DO PROJETO

Após entendimentos sobre as características elétricas desejáveis, estudo de aplicação ao mercado de enlaces digitais e, baseado no estudo do artigo [1], o projeto do novo OMT iniciou em março de 2016. Inicialmente a ALGcom reivindicou o desenvolvimento do novo OMT baseado no mesmo princípio de projeto apresentado em [1], que conforme apresentado, foi escolhido devido a sua facilidade construtiva e ótimos resultados de eficiência.

Ao longo do projeto devido a constatação de extrema dificuldade em atingir os 20% de largura de banda (explicado mais detalhadamente adiante), a empresa ALGcom concordou em reduzir a largura de banda, sendo que o produto atenderia a uma faixa de frequência mais reduzida, mas que já contempla algumas aplicações do mercado.

Naquele momento por uma questão mercadológica da ALGcom, havia sido firmado o projeto de dois OMTs os quais estão especificados na Tabela 2. São duas faixas de operação utilizando o mesmo conceitual teórico e mesma topologia geométrica detalhada no estudo do artigo [1]:

Tabela 2 - Características gerais dos OMTs a serem inicialmente desenvolvidos

Características Elétricas	OMT - A	OMT - B
Faixa de Operação	6.450 MHz – 7.125 MHz	7.125 MHz – 8.500 MHz
Largura de Banda	9,9%	17,6%
Isolação Entre Portas	- 25 dB	- 25 dB
Coeficiente de Reflexão	-20 dB	-20 dB
Portas de Interface	WR-137	WR-112

Fonte: (Autor)

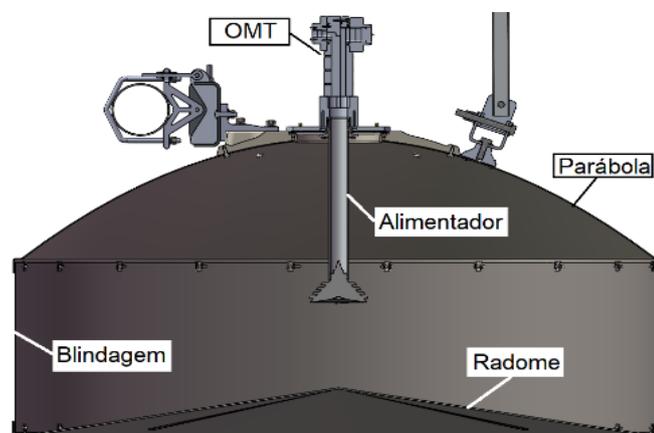
5.2. ACOPLAMENTO AO ALIMENTADOR DA ANTENA

Embora tenham sido projetados dois OMTs para frequências diferentes, o estudo concentrar-se-á no OMT apresentado na Tabela 2 (OMT-A), na faixa de frequência mais baixa, e num primeiro momento reduzida para 6.450 - 7.125 MHz.

Como o propósito de um OMT é injetar, ou analogamente retirar as duas componentes de campos ortogonais E_y e E_x de um guia de onda principal, precisa-se em primeiro lugar ter o entendimento da real aplicação do OMT em conjunto com a antena. O OMT alvo de estudo é utilizado em conjunto com antenas do tipo parabólicas que operam nas mesmas faixas de frequências que os OMTs.

Os alimentadores das antenas parabólicas de alta performance (Figura 37) adotam um tipo de alimentador denominado como *Cassegrain* [Denis Thau et al, *Reflector Antenna Feed*], que é baseado no uso de lentes dielétricas para melhorar a performance de iluminação do refletor parabólico da antena.

Figura 37 - Visualização de uma antena completa com OMT simétrico.



Fonte: Autor (2017)

Como a maioria dos fabricantes de antenas preparam os seus produtos para os mais diversos tipos de equipamentos rádio transmissores, os alimentadores destas antenas tipicamente utilizam-se de guias de onda circulares, os quais são projetados para propagar apenas o primeiro modo de propagação, o modo fundamental do guia de onda.

No caso de um guia circular os modos fundamentais que se propagam serão, TE_{11V} e TE_{11H} . Lembrando que estes dois modos se diferem apenas no sentido da polarização, pois em um guia circular o segundo modo de propagação

matematicamente seria novamente o primeiro modo, porém inclinado 90 graus em relação ao primeiro modo. É possível a utilização de guias circulares para propagação de modos superiores, porém este artifício não é utilizado neste contexto pois altera o controle do índice de XPD da antena, e nos levaria a utilizar um guia de diâmetro maior.

Baseado neste argumento, também não é recomendado operar em uma frequência muito próxima à região de transição para o segundo modo, pois nesta região de transição começam a surgir componentes vetoriais que se tendem a inclinar em relação ao sentido do campo original do modo predominante. A tendência de inclinação de um vetor, faz surgir uma projeção deste vetor no sentido indesejado, ocasionando uma perturbação na polarização ortogonal a ele.

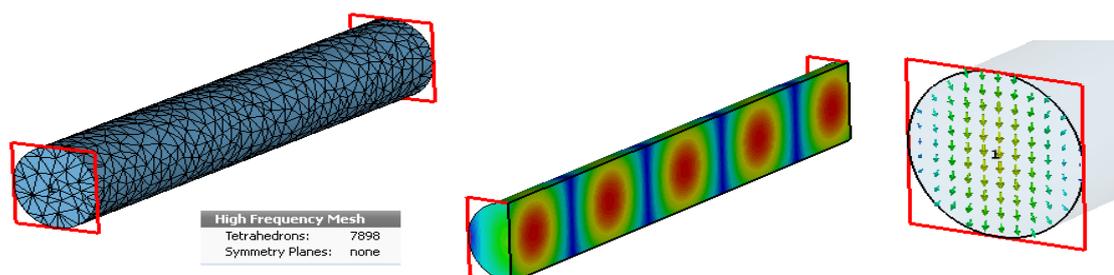
Outra desvantagem em operar guias circulares nos modos superiores ao modo fundamental é o aumento do diâmetro dos guias de onda, conseqüentemente aumentando os custos do sistema e diminuindo a eficiência de iluminação de uma antena. Desta forma, para produtos de uso comercial e de largura de banda não superior à 20%, recomenda-se a utilização apenas do primeiro modo de propagação.

5.3. GUIA DE ONDA PRINCIPAL- GUIA CIRCULAR

Para a faixa de frequência original (*full band*) de 5.925 MHz à 7.125 MHz, que ainda é o ensejo deste estudo, adotou-se o diâmetro interno do guia de 31,75 mm, motivo pelo qual é possível adquirir tubos de alumínio com este diâmetro interno.

De forma a compreender melhor a faixa de passagem entre o primeiro e segundo modo de propagação do guia circular, foi simulado no CST Microwave Studio um trecho de LT circular com o diâmetro de 31,75mm (Figura 38).

Figura 38 - Simulação de um trecho de LT circular com d=31,75mm de diâmetro

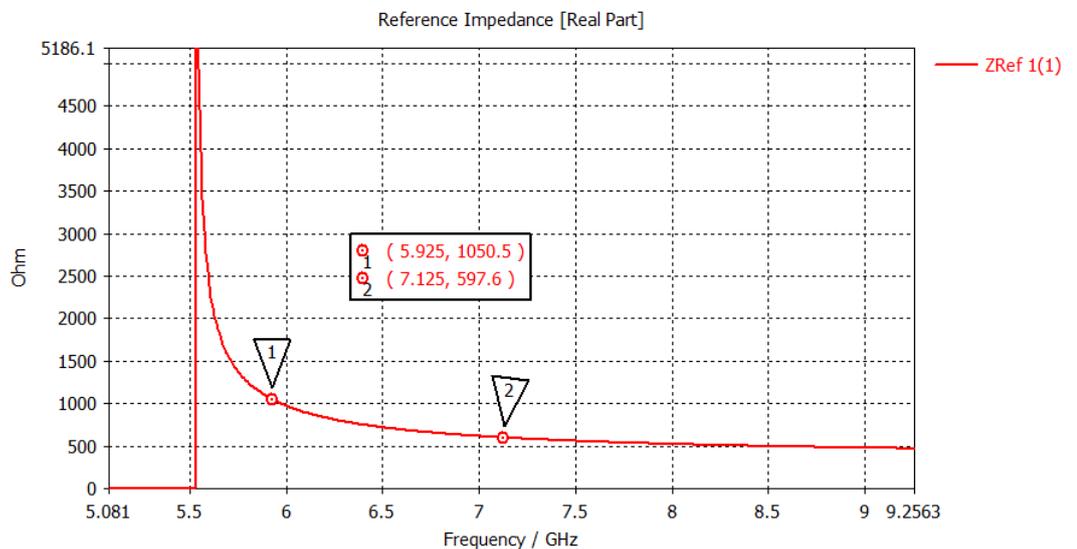


Fonte: (Autor – Simulação no CST Microwave Studio)

Analisando graficamente as respostas desta simulação, nas Figura 39 e 40, observa-se que a frequência de corte inferior do primeiro modo fundamental (modo TE_{11}) para um tubo com este diâmetro ocorre em 5.550 MHz. A frequência de corte inferior para o modo TM_{11} (segundo modo) ocorrerá em 7.250 MHz.

Dito isto, estamos operando com certa folga em uma boa região da faixa de operação na qual o modo TE_{11} propaga-se na banda desejada, e com certa margem de segurança a estes limites. Observa-se uma folga inferior e uma folga superior às suas frequências de cortes.

Figura 39 – Simulação - Variação da Impedância Característica no Guia Circular (d=31,75 mm)



Fonte: (Autor – Simulação no CST Microwave Studio)

Seguindo as equações aplicadas a um guia de onda circular que foi demonstrado no Capítulo 2, pode-se verificar que os modos de propagação para o guia circular podem ser também obtidos através destas equações. Utilizando-as, se obtém as frequências de corte para o primeiro e segundo modo explícitas nas equações 5.4 e 5.5:

$$a = \frac{31,75}{2} \text{ mm (raio interno do guia)} \quad (5.1)$$

$$p'_{11}(TE) = 1,841 \quad (5.2)$$

$$p'_{01}(TM) = 2,405 \quad (5.3)$$

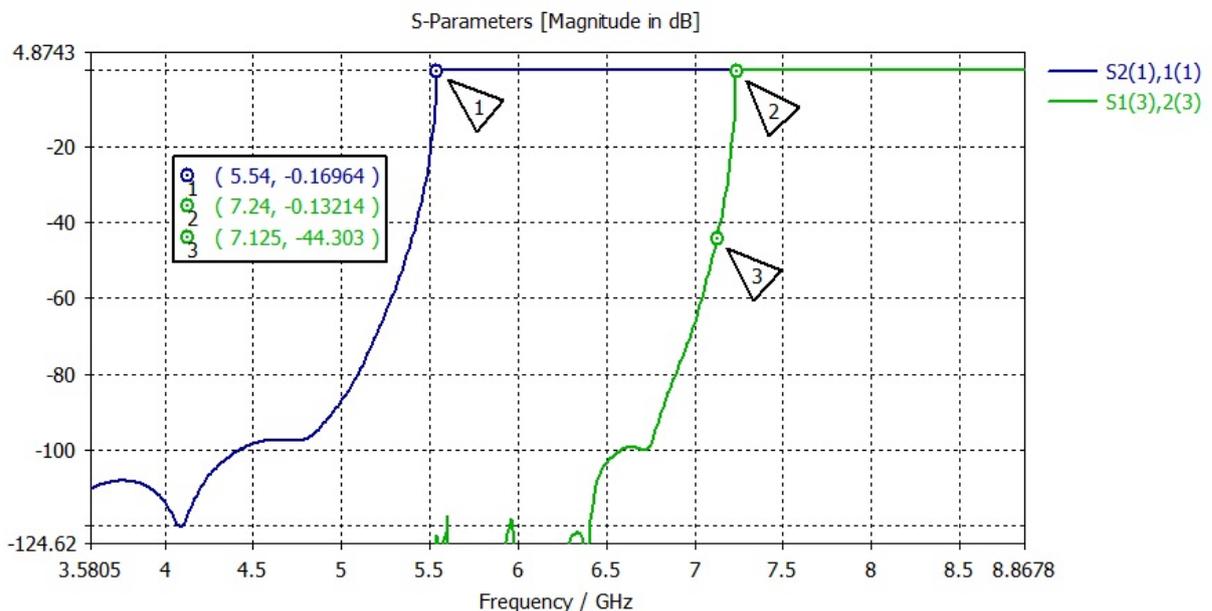
$$TE_{11}: f_c = \frac{p'_{11}c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1,841(3 \times 10^8)}{2\pi(0,015875)\sqrt{1}} = 5,54 \text{ GHz} \quad (5.4)$$

$$TM_{01}: f_c = \frac{p_{01}c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2,405(3 \times 10^8)}{2\pi(0,015875)\sqrt{1}} = 7,24 \text{ GHz} \quad (5.5)$$

Através deste cálculo, o qual corrobora com a simulação apresentada pelas Figuras 39 e 40, chega-se à conclusão que a faixa de utilização ocorre entre as frequências de corte inferior do primeiro modo até o início da manifestação do segundo modo, resultando em 1.700 MHz de largura de faixa.

Fazendo-se uma análise mais detalhada da faixa de utilização do guia circular de diâmetro $31,75 \text{ mm}$, ocorre que na prática a faixa de utilização é um pouco menor, pois é preciso evitar operar em regiões muito próximas às frequências de corte superior e inferior. Esta análise com base na plotagem dos parâmetros S adquiridos em simulação eletromagnética e representados na Figura 40 é de certa forma bem evidente.

Figura 40 - Resposta em Frequência dos modos TE_{11} e Modo TM_{11} respectivamente. Simulação no CST Microwave Studio



Fonte: (autor)

Na figura 40, o marcador (1) estabelece a frequência onde o modo fundamental começa a se propagar pelo guia. O marcador (2) estabelece a frequência onde o segundo modo de propagação começa a se propagar.

O marcador (3) indica a frequência superior da nossa faixa de passagem, e denota uma intensidade de -44 dB em relação ao surgimento do segundo modo de

propagação, definindo um certo limite máximo (ou margem de segurança) na utilização do modo de primeira ordem.

Em outras palavras, a frequência de 7.125 MHz (referente ao marcador 3), estaria indicando que deveríamos recuar 115 MHz em relação ao marcador 2 (início do segundo modo de propagação) este seria o novo limite superior de utilização para o primeiro modo de propagação, tendo em vista que o segundo modo poderia provocar uma perturbação na isolação entre portas (XPD).

Esta etapa avalia o comportamento de um tubo circular o qual deve propagar duas OEMs ortogonais entre si. Quando se fala que a relação XPD entre estas duas OEMs ortogonais pode ser prejudicada, entende-se que é apenas referente a este tubo circular (de forma isolada ao restante do conjunto), sem considerar ainda as futuras interfaces, ou futuras ramificações do conjunto final.

Novamente, como o modo de segunda ordem começa a se manifestar em 7.125 MHz com uma magnitude de -44 dB, estaríamos com certa margem de segurança com relação aos 30 dB de relação XPD necessários para um enlace de alta performance.

Retornando ao gráfico da Figura 39, o qual indica a variação de impedância ao longo da frequência para o modo de primeira ordem, outro detalhe muito importante que surge é a variação da impedância a partir da frequência de corte inferior (5.540 MHz) até a frequência inicial de operação da antena (5.925 MHz), observa-se que o comportamento da curva é de uma forma não linear.

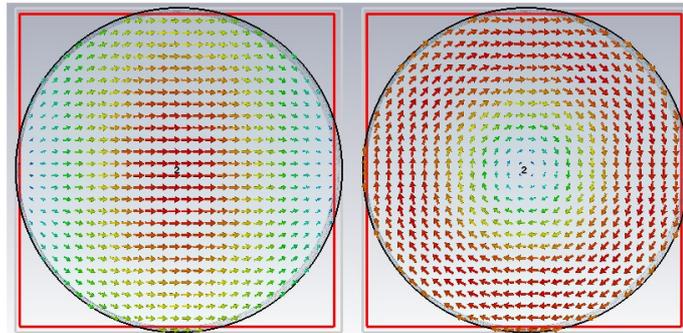
Esta variação não linear bastante intensa dificulta o casamento de impedâncias nesta faixa inicial do guia circular, logo, a sua utilização dentro desta faixa deve ser evitada devido à perda de eficiência de acoplamento e consequente aumento nas perdas de transmissão.

Por fim, estas análises comprovam que a adoção deste tubo de 31,75 mm como meio de propagação dos modos TE_{11V} e TE_{11H} para alimentação da antena e para utilização no guia principal do projeto da OMT estão devidamente apropriados à faixa de passagem.

A Figura 41 demonstra as linhas de Campo Elétrico para os dois primeiros modos de propagação, modos TE_{11} e modo TM_{11} respectivamente. No caso particular do guia circular, é evidente que o segundo modo de propagação é

caracterizado por um campo elétrico girante, que estabelece um comportamento de propagação da OEM em polarização circular, o qual precisa ser evitado. Por tal motivo, se manteve um afastamento (entre o primeiro e segundo modo) maior que 44 dB, ou maior que 115 MHz.

Figura 41 - Modos TE_{11} e Modo TM_{11} respectivamente. Guia circular em estudo.



Fonte: (Autor – Simulação – CST Microwave Studio).

Mesmo com a análise criteriosa deste guia circular, constata-se que a variação de impedâncias (na região linear), de um guia de ondas quadrado é menor. Partindo do suposto que, quanto maior a variação total da impedância ao longo da faixa, mais dificultoso torna-se o casamento de impedâncias dos acoplamentos nas portas de interface. Na próxima seção deste capítulo é feita esta mesma análise aplicada a um guia quadrado.

5.4. GUIA DE ONDA PRINCIPAL QUADRADO

Especialmente na região de acoplamento da OMT (onde localizam-se as ramificações do guia central para as duas interfaces de saída), o casamento de impedância entre o guia e suas interfaces de acoplamento são de suma importância para o sucesso do projeto. No que tange as características de banda larga com alta eficiência de acoplamento, deve-se prestar muita atenção neste ponto do projeto.

Uma constatação que se torna evidente com tais análises em simulações, é que quanto maior a linearidade da curva de impedância na faixa de operação e quanto menor for a variação relativa de impedância (entre frequência inicial e final), melhor será a eficiência de acoplamento em banda larga com as interfaces de saída.

Além do guia quadrado demonstrar uma maior facilidade de operar em banda larga, há também uma maior facilidade de usinagem na complexa região de ramificações das portas de interface.

Uma análise inicial em torno dos modos de propagação fundamental e de segunda ordem do um guia quadrado, já demonstra uma certa vantagem operacional em virtude do maior afastamento entre as duas frequências de corte inferiores para o primeiro e segundo modo de propagação.

A frequência de corte inicial para o primeiro modo é dada por:

$$\begin{aligned} TE_{10}: f_{cmn} &= \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \frac{(3 \times 10^8)}{2\pi\sqrt{1}} \sqrt{\left(\frac{1\pi}{0,028}\right)^2 + \left(\frac{0\pi}{0,028}\right)^2} \\ &= 5,36 \text{ GHz} \end{aligned} \quad (5.6)$$

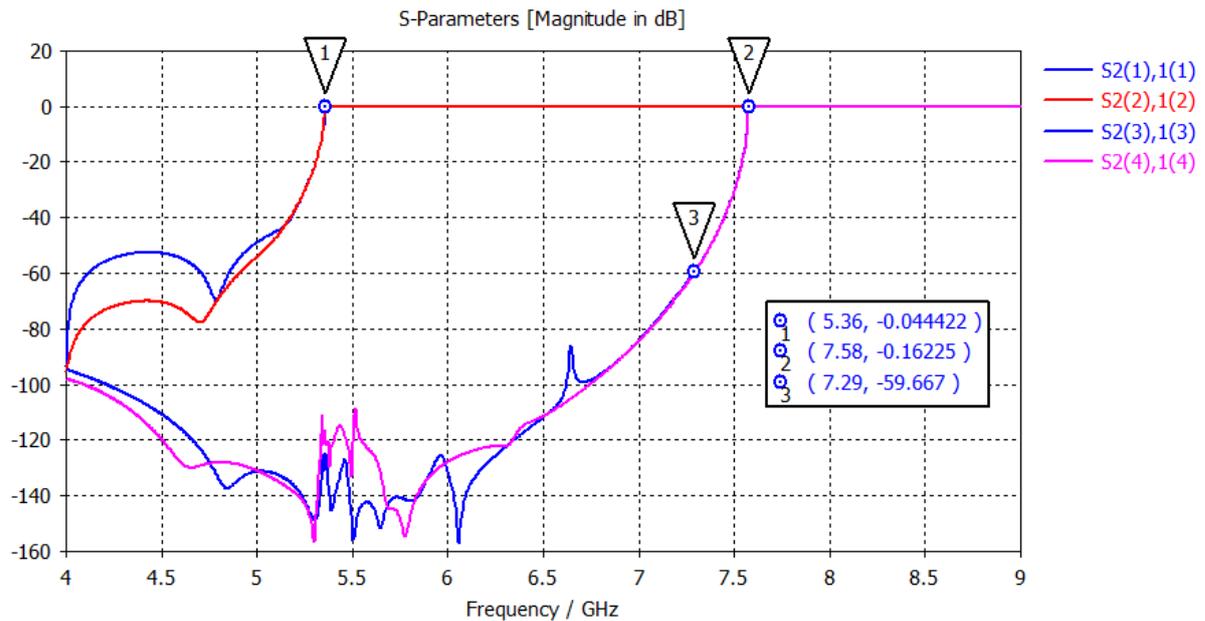
A frequência de corte inicial para o segundo modo de propagação será:

$$\begin{aligned} TE_{11} = TM_{11}: f_{cmn} &= \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \\ &= \frac{(3 \times 10^8)}{2\pi\sqrt{1}} \sqrt{\left(\frac{1\pi}{0,028}\right)^2 + \left(\frac{1\pi}{0,028}\right)^2} = 7,58 \text{ GHz} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Pela simples análise do espaçamento entre as frequências de corte inferior do modo fundamental e do modo de segunda ordem, obtém-se 2.220 MHz de largura de banda. Comparado ao guia circular, são 500 MHz a mais de banda passante.

Na Figura 42, verifica-se que com base no resultado simulado, a banda passante para o primeiro modo de propagação é de 5.360 MHz a 7.580 MHz, resultando em 2.220 MHz de banda passante. Resultado este, idêntico ao equacionado pelas equações teóricas em (5.6) e (5.7). Por outro lado, as Figuras 43 e 44, que são os gráficos simulados da variação de impedância do guia quadrado, observa-se que a frequência de corte inferior do primeiro modo ocorre imediatamente após 5.360 MHz, e apresenta um comportamento não linear, o que torna (tal e qual como ocorreu no guia circular) indesejável a utilização deste guia quadrado nesta faixa de frequência inicial.

Figura 42 – Simulação - Resposta em frequência de um guia quadrado de 28 mm de aresta



Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

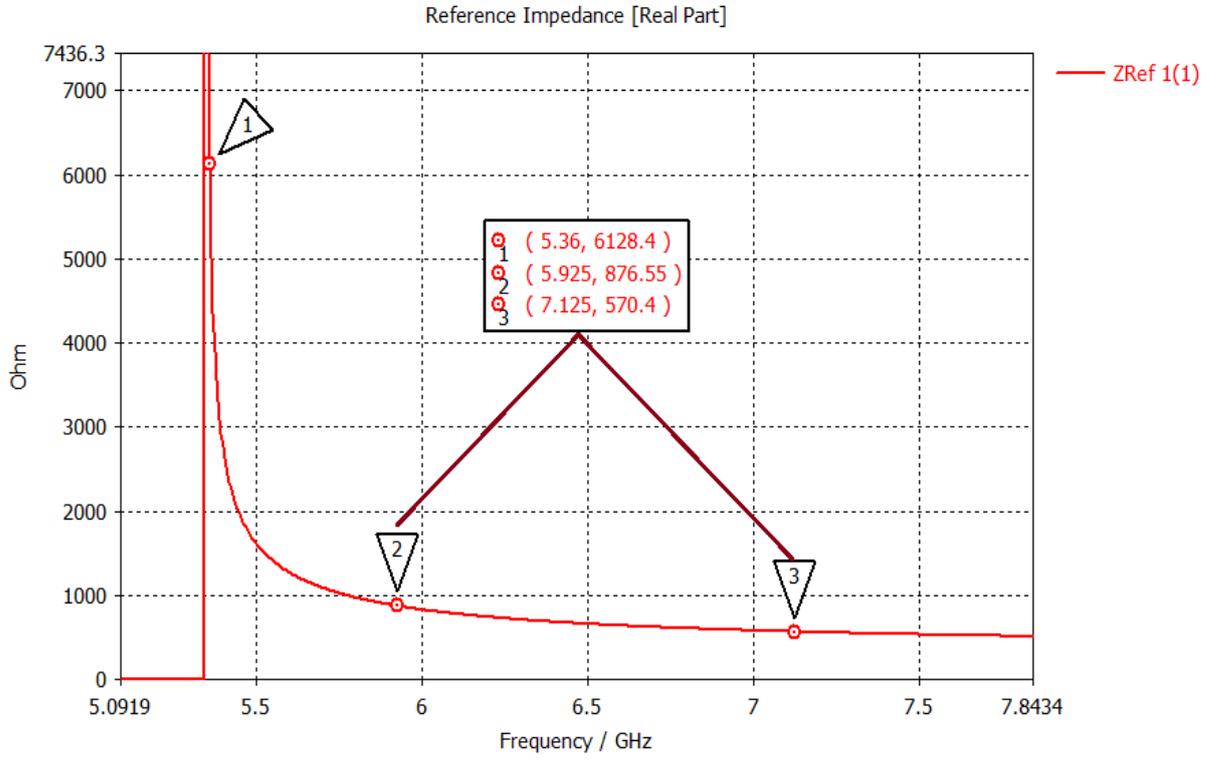
Avaliando agora a faixa de utilização do projeto em si, quanto chega-se próximo da ocorrência de haver propagação da OEM no segundo modo ($TE_{11} = TM_{11}$ que acontece em 7.580 MHz), precisa-se novamente recuar um pouco para que tenha-se um bom valor de isolamento em relação ao segundo modo de propagação. Lembrando que esta precaução é em função de não degradarmos o XPD da antena.

Avaliando a posição do marcador (3) na Figura 42, em 7.290 MHz constata-se que há quase -60dB de isolamento, que é um valor de magnitude de campo elétrico muito pequeno e oferece total segurança para que não tenhamos o efeito de despolarização indesejado na antena.

A duplicidade das curvas do gráfico da Figura 42, é puramente pelo motivo de terem sido simulados os dois sinais ortogonais do guia quadrado, TE_{01} e TE_{10} .

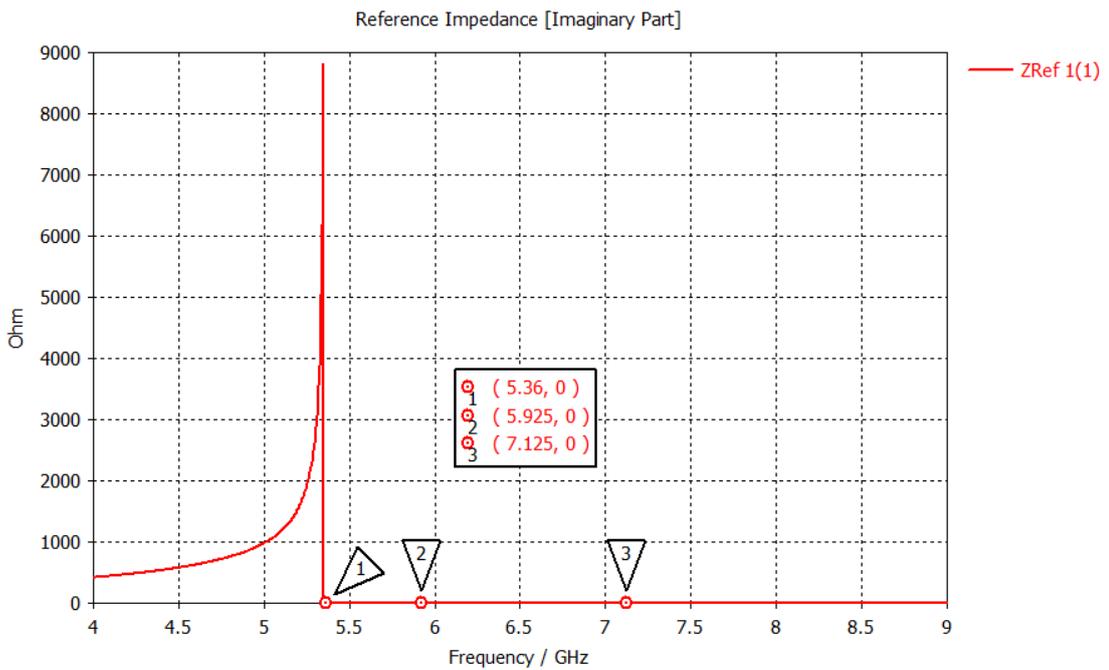
Novamente no gráfico da Figura 42, é importante observar que o marcador (3) foi demarcado com o objetivo de mostrar que não se deseja que o segundo modo possa de certa forma perturbar o bom funcionamento do alimentador da antena, desta forma, adota-se uma margem de segurança com um fator de rejeição maior que 60 dB, oferecendo muito mais folga em relação ao guia circular.

Figura 43 – Simulação - Variação da Impedância Real do guia quadrado de aresta = 28 mm



Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

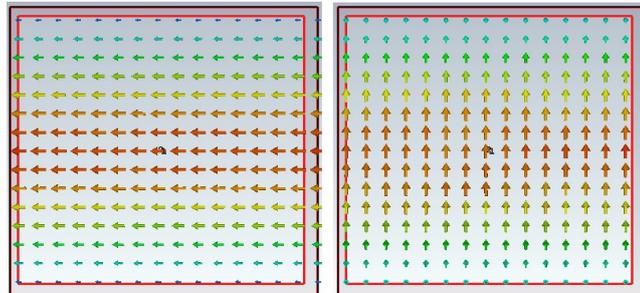
Figura 44 – Simulação - Variação da Impedância Imaginária do guia quadrado de aresta = 28 mm



Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

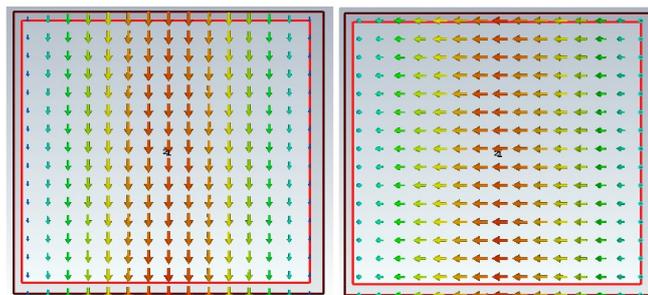
A visualização dos modos de propagação na porta do guia quadrado é apresentada nas Figuras 45, 46, 47 e 48, onde do lado esquerdo visualizamos o campo E , e do lado direito o Campo H .

Figura 45 - Modo TE_{01} – Campo E na polarização Horizontal – Campo H na polarização Vertical



Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

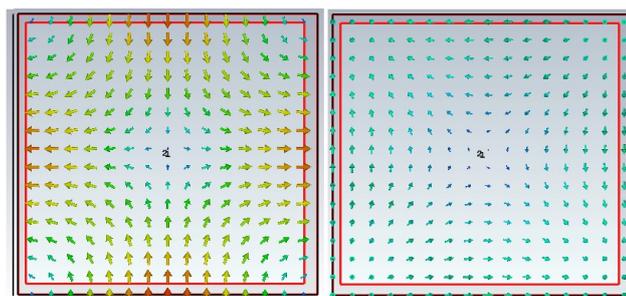
Figura 46 - Modo TE_{10} – Campo E na polarização Vertical – Campo H na polarização Horizontal



Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

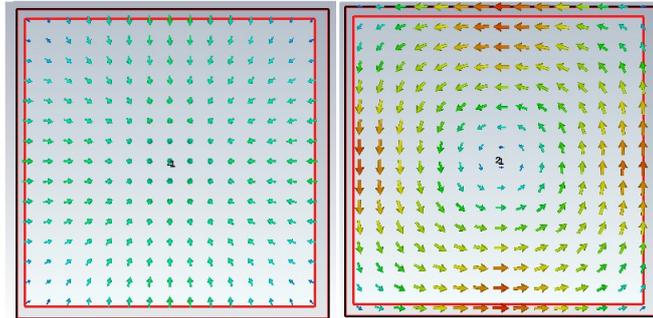
Observando o sentido das linhas de campo nas Figuras 45 e 46, nota-se que por uma convenção da equação que define os modos de propagação neste guia em modo de dupla polarização, ambas OEMs (Vertical e Horizontal) propagam simultaneamente neste guia. Um propaga-se no modo TE_{10} e o outro no modo TE_{01} . Na realidade, o que seria o segundo modo de propagação, matematicamente equivale ao primeiro modo de propagação rotacionado em 90 graus.

Figura 47 - Modo TE_{11} – Campo E na normal com às paredes – Campo H em anéis semicirculares



Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

Figura 48 - Modo TM_{11} – Campo E sentido Radial ao centro – Campo H em círculos com relação ao centro do guia



Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

Assim como foi analisado para o guia circular, também foi avaliada a condição de utilização do guia retangular em função da variação da impedância característica da geometria escolhida (quadrado de 28 mm de lado).

Através dos resultados de simulação da Figura 43, observa-se que a impedância real na faixa de utilização do guia quadrado torna-se vantajosa em relação ao guia circular. Na Tabela 3, a comparação entre os guias simulados (circular versus quadrado) é apresentada.

Tabela 3: Variação da parte real da impedância dos guias de onda

Tipo de Guia de Onda	$Re(Z)$ F = 5.925MHz	$Re(Z)$ F = 7.125MHz	Variação da Impedância Real
Guia Cilíndrico	~1050 ohms	~597 ohms	$\Delta = 453 \text{ ohms}$
Guia Quadrado	~876 ohms	~570 ohms	$\Delta = 306 \text{ ohms}$

Fonte: (Autor)

Com base na análise da variação de impedância da Tabela 3, constata-se que o guia circular oferece uma variação de impedância de aproximadamente 48% a mais que o guia quadrado. O guia quadrado por apresentar uma menor variação de impedância ao longo da banda é de longe o melhor candidato para o projeto.

Como já dito em diversas ocasiões, apenas o primeiro modo de propagação será utilizado, e como o guia retangular é de fato quadrado, tem-se que $a = b = 28\text{mm}$. Então por uma convenção da fórmula matemática do guia retangular, afirmamos que os modos de propagação utilizados no projeto são os modos TE_{01} e TE_{10} . Os dois modos de propagação (TE_{01} e TE_{10}), são de iguais características, apenas o sentido do campo elétrico de ambos é diferente, são ortogonais entre si no interior do guia. Na realidade, o segundo modo de propagação tem as mesmas

características do primeiro modo, ele apenas se manifesta de uma forma isolada e ortogonal ao primeiro modo.

5.5. PORTAS DE INTERFACES DE SAÍDA DO OMT

As portas de saída do OMT obedecem a um dimensionamento padrão internacional utilizado pelos fabricantes de rádio [IEC 60154-2:2016]. Pode-se verificar na Tabela 4 os flanges mais comuns que são empregados comercialmente. Demarcado em vermelho na tabela, estão as especificações do flange WR-137 que é o flange retangular que contempla a nossa faixa de operação.

Tabela 4 – Flanges Padronizados para interconexão de guias de ondas (Padrão Internacional).

Frequency GHz	Band	WR #	Inside Dimensions Inches/mm	Cover Flange Reference*	Flange Type
1.12-1.7	-	650	6.5 x 3.25/-	CPR650*	Rectangle
1.7-2.6	-	430	4.3 x 2.15/-	CPR430*	Rectangle
2.2-3.3	-	340	3.4 x 1.7/-	CPR340*	Rectangle
2.6-3.95	-	284	2.84 x 1.34/-	CPR284*	Rectangle
3.3-4.9	-	229	2.29 x 1.145/-	CPR229*	Rectangle
3.95-5.85	-	187	1.872 x .872/-	CPR187*	Rectangle
4.9-7.05	-	159	1.59 x .795/-	CPR159*	Rectangle
5.85-8.2	-	137	1.372 x .622/-	CPR137*	Rectangle
7.05-10	-	112	1.122 x .497/-	CPR112*	Rectangle
7- 11	-	102	1.02 x .510/-	WR102, Cover*	Square
8.2-12.4	-	90	.900 x .400/-	UG-39/U	Square
10-15	-	75	.750 x .375/-	WR75 COVER	Square
12.4-18	-	62	.622 x .311/-	UG-419/U	Square
15-22	-	51	.510 x .255/-	WR51 COVER	Square
18-26.5	K	42	.420 x .170/4.32 x 4.32	UG-595/U	Square
22-33	Kb	34	.340 x .170/8.64 x 4.32	UBR260	Square

CERNEX, Inc. 766 San Aleso Avenue, Sunnyvale

Fonte: Cernex Inc. (by IEC 60154-2:2016)

De acordo com a norma apresentada na Tabela 4, a dimensão final das interfaces de saídas do OMT serão de (1.372 x 0.622 Inches). Este critério [IEC 60154] é adotado por todos os fabricantes de rádios digitais, então deve ser também adotado nas interfaces de qualquer OMT para a faixa de operação em questão.

6. PROJETO DO OMT – 1^AVERSÃO

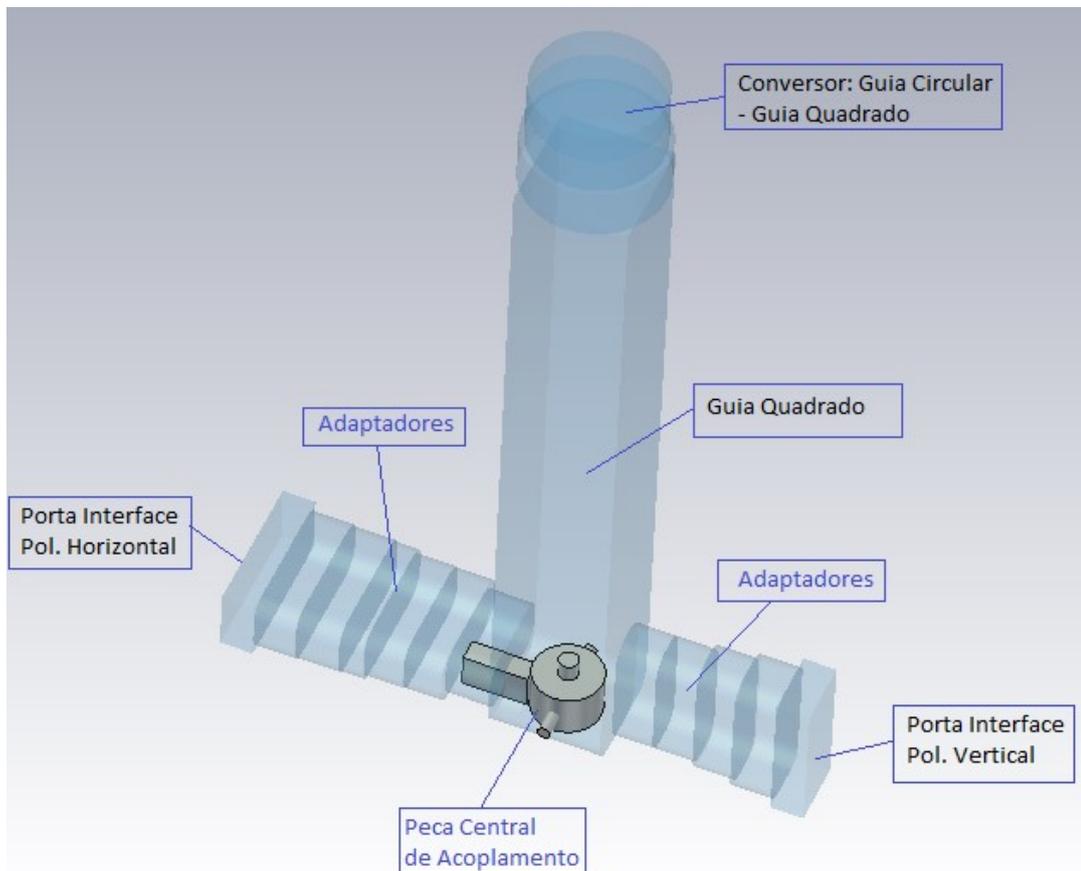
Neste capítulo será abordado a primeira tentativa de reprodução do estudo apresentado por Rosenberg [1]. Contudo, alguns elementos de ajuste foram adicionados para uma possível melhora na operação em banda larga, os quais serão explicados a seguir.

Em função das comparações elaboradas entre o guia circular e o guia quadrado nas Seções 5.3 e 5.4, o projeto do OMT nasceu de forma que o guia de onda de modo comum fosse quadrado. Além do guia quadrado apresentar maior largura de banda associado a menor variação de impedância, ficou bem evidente que a maior distância entre as frequências de corte inferior do primeiro modo e inferior do segundo modo facilitará questões de acoplamento em banda larga. Também foi constatado que de acordo com avaliação de algumas empresas que fornecem serviços de usinagem (atuais fornecedores da ALGcom), o guia quadrado é mais preciso de ser reproduzido e o custo para o processo fabril de usinagem é menor. Observações estas que vão ao encontro das especificações iniciais de projeto: baixo custo e menor complexidade de fabricação.

No desenho apresentado em ambas Figuras 49 e 50 observa-se um desenho esquemático básico da estrutura do OMT em forma de um “T”. Na geometria das portas de interface V e H, também pode-se verificar a similaridade com a geometria proposta por Rosenberg [1]. Os blocos representados em azul são preenchidos com vácuo no *software* de simulação, já as partes em cinza são ditas como PEC (material com características condutivas perfeitas).

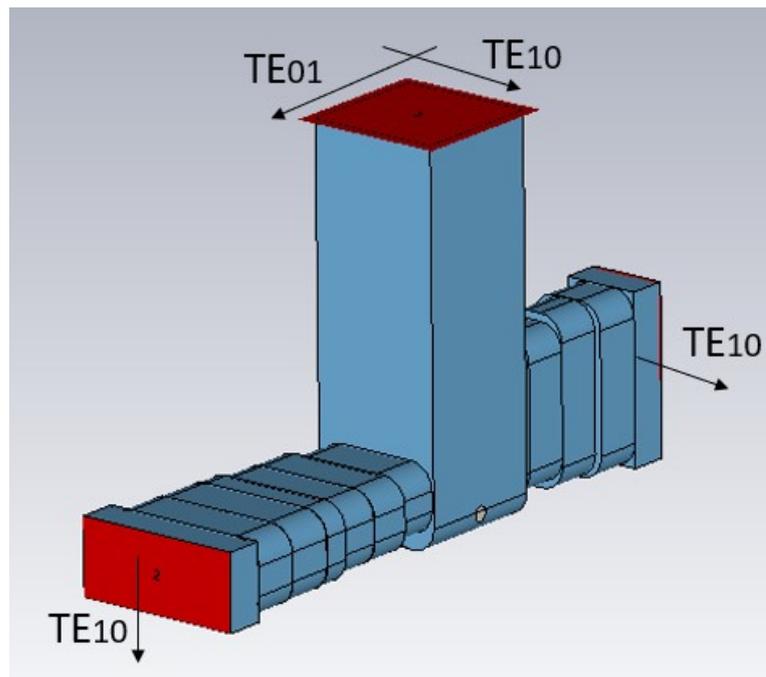
A estrutura do OMT inicial (1^a versão) é composta de dois guias de onda retangulares nas interfaces de saída que obedecem às dimensões do Flange WR137 apresentado no Capítulo 5.5, dois trechos adaptadores, que se conectam das interfaces de saída ao guia quadrado principal, e por último um guia de onda quadrado (guia principal ou guia de modo comum). Além disso, na finalização do guia principal, há um poste cilíndrico (peça central de acoplamento) no centro, e duas elevações (denominadas do inglês como *ridges*, ou cumes na língua portuguesa), as quais contribuem com os acoplamentos das interfaces de saída vertical e horizontal.

Figura 49 - Desenho do OMT e suas partes principais.



Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

Figura 50 - Indicação dos modos de primeira ordem em cada porta do OMT

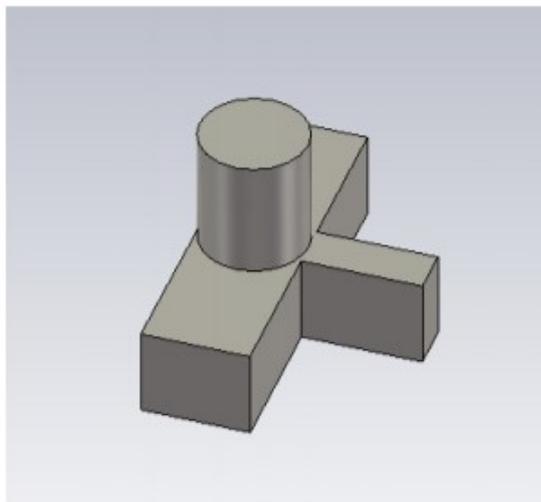


Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

6.1. ESTRUTURA DE ACOPLAMENTO E SIMULAÇÃO

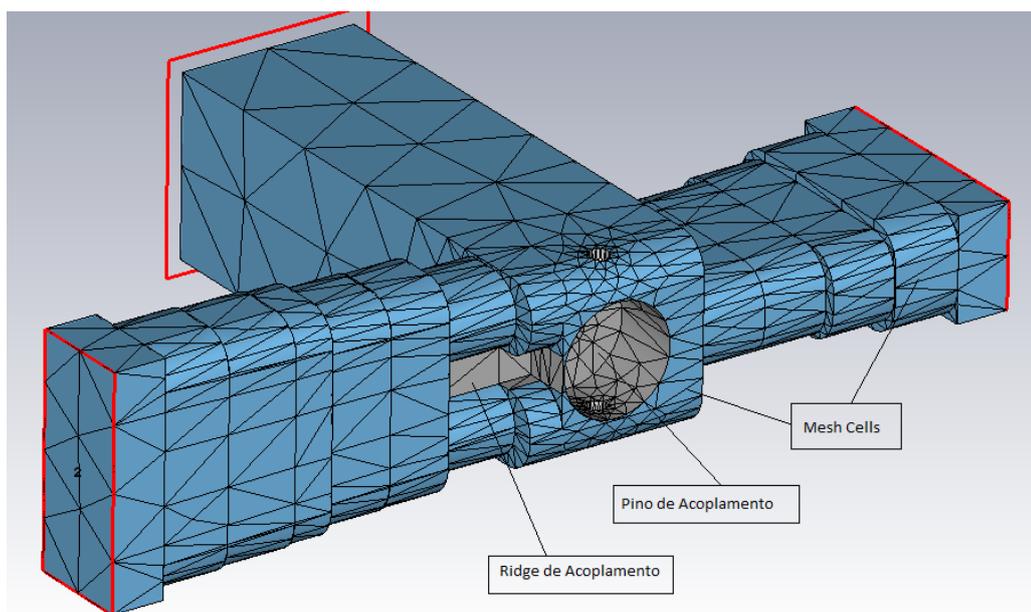
No centro, ao final do trecho do guia de modo comum, foi adicionada uma peça composta por dois *ridges* e um cilindro central (Figura 51 e 52), solução esta inspirada na publicação de Rosenberg [1]. Este componente é crucial para otimização dos casamentos de impedância das interfaces de saída, melhoria do coeficiente de reflexão e isolamento das portas de saída.

Figura 51 – Componente de sintonia fina que provoca a separação dos modos ortogonais do guia principal. *Ridges* com um cilindro central de acoplamento.



Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

Figura 52 – Projeto OMT – CST Microwave Studio – Simulação estabelecida no domínio da frequência, e rede *Mesh* no modo de tetraedros.



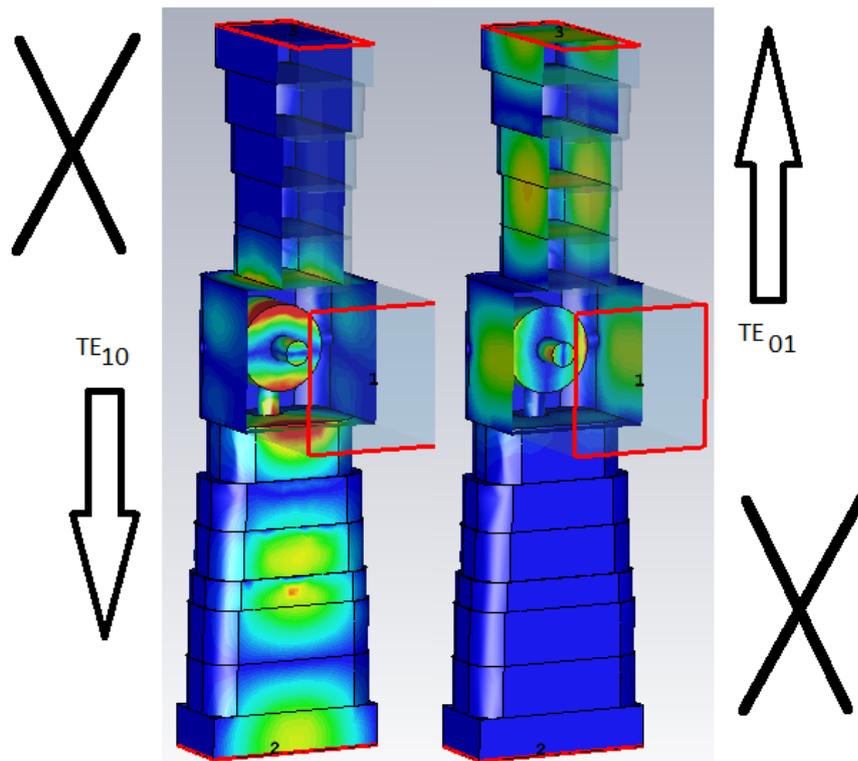
Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

A finalidade das estruturas de acoplamento é obter cada uma das ramificações sintonizadas com um sinal polarizado que será excitado no guia principal do OMT, evitando a interferência da polarização cruzada.

Na Figura 52, pode-se visualizar a rede *mesh* utilizada no *software* CST – *Microwave Studio*, a qual foi refinada para os melhores resultados de convergência.

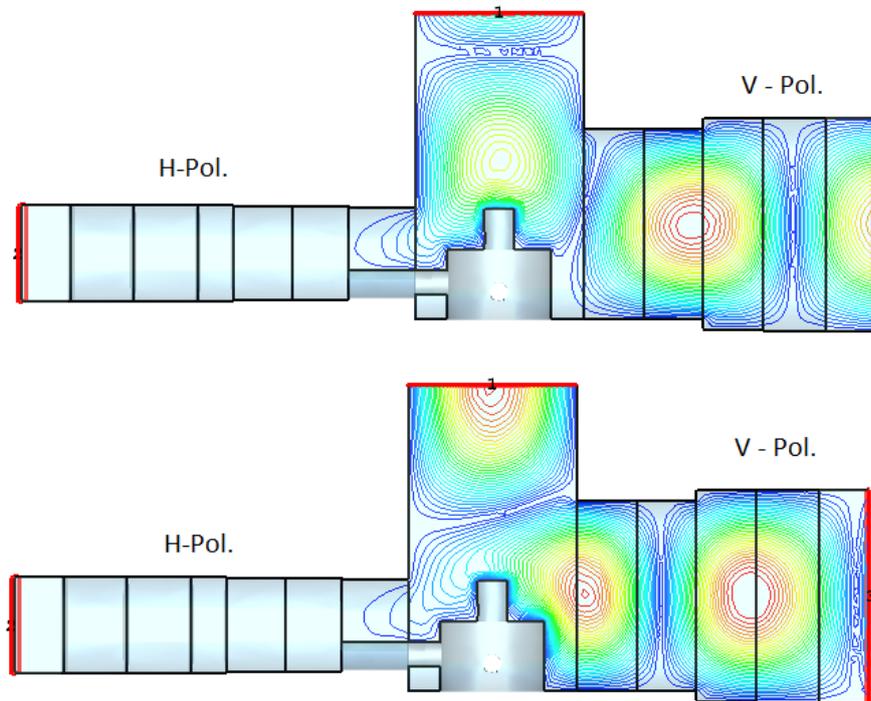
Na Figura 53, visualiza-se a propagação da OEM em cada uma das ramificações. Fica evidente que uma determinada polarização de entrada no guia principal deve ser acoplada com máxima eficiência de transmissão à uma interface de saída e, ao mesmo tempo, rejeitada pela outra interface de saída. Nas Figuras 54 e 55 é demonstrado o acoplamento do campo elétrico em um corte longitudinal da estrutura. A visualização destas linhas de campo se torna um artifício muito utilizado nas etapas de sintonia fina da simulação, pois auxiliam na percepção dos locais da estrutura que estão oferecendo maior resistência ou fluidez ao deslocamento da OEM para uma determinada polarização.

Figura 53 – Ramificações (V/H), indicando a propagação da OEM em ambas interfaces, e consequentemente a rejeição à polaridade oposta.



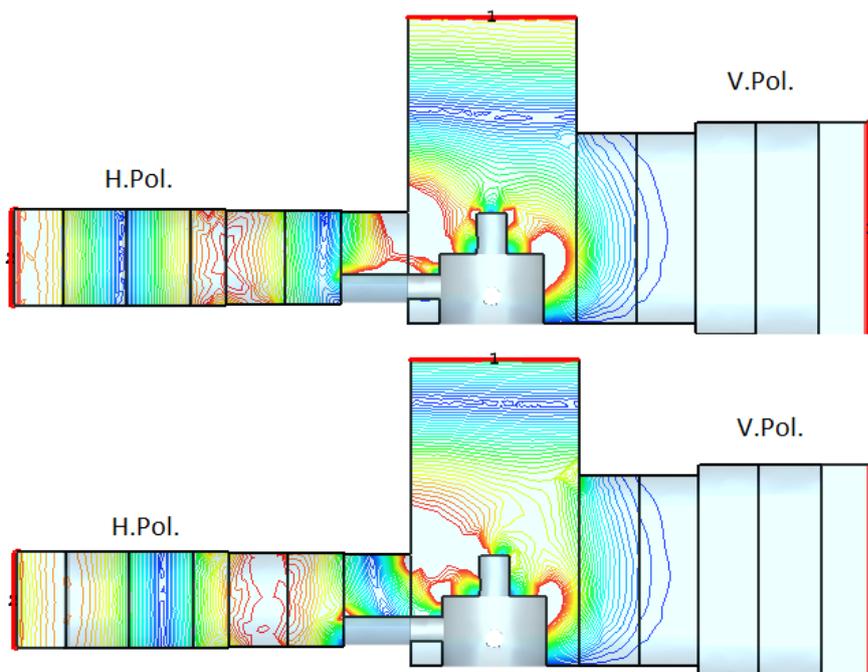
Fonte: (Autor – CST Microwave Studio)

Figura 54 – Corte central da OMT, visualiza-se o acoplamento do campo elétrico na porta de interface de Polarização Vertical.



Fonte: (Autor – Simulação CST Microwave Studio)

Figura 55 – Corte central da OMT, visualiza-se o acoplamento do campo elétrico na porta de interface de Polarização Horizontal



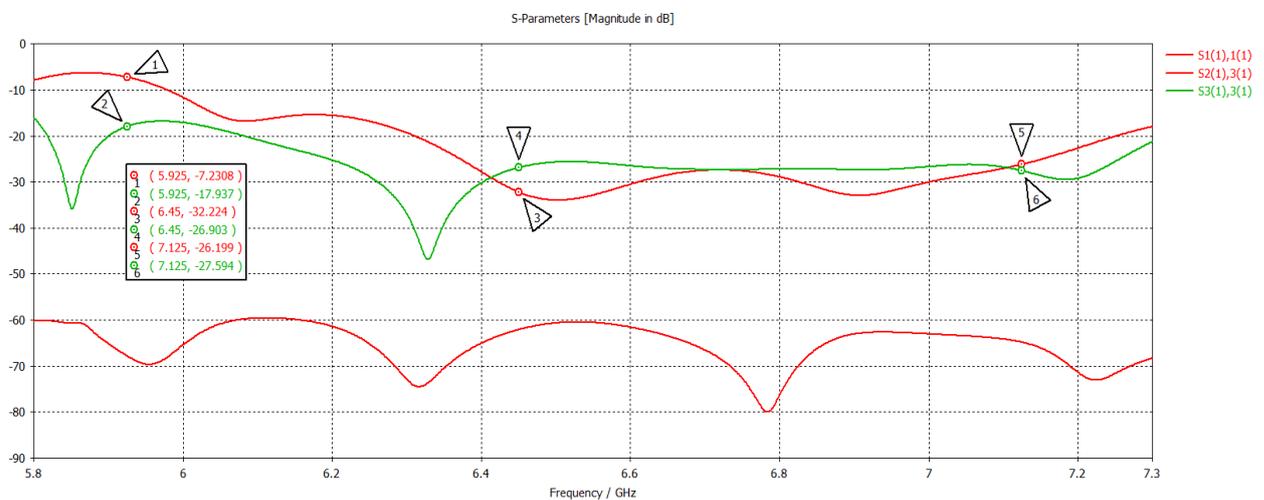
Fonte: (Autor – Simulação CST Microwave Studio)

6.2. ANÁLISE DOS RESULTADOS SIMULADOS

A topologia ou estrutura conceitual de projeto deste OMT (1ª Versão), foi proposta baseada na tecnologia descrita por Rosenberg [1]. Fica evidente a tentativa de reproduzir todos os detalhes de acordo com o exposto pelo autor.

Foi feita a tentativa de adicionar um sistema de casamento mais suave de impedâncias nas interfaces de saída (trecho de adaptadores referenciados na Figura 49). Este trecho de transições adicionais nos promovem um melhor acoplamento, mas não ajudam a atingir maior largura de banda.

Figura 56 - Resultados Simulados – Parâmetros S – OMT 1ª Versão



Fonte: (Autor – Simulação CST Microwave Studio)

As curvas do gráfico (Figura 56), apresentam os resultados simulados de:

$S_{1(1),1(1)}$ – Coeficiente de onda Estacionária na porta (1) – Definido como porta de interface Horizontal

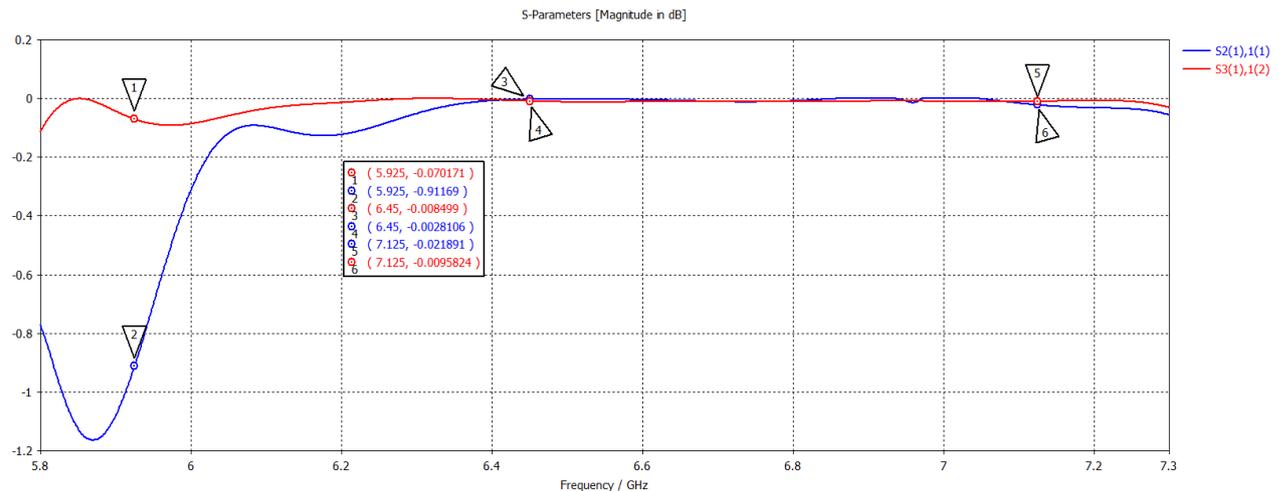
$S_{3(1),3(1)}$ – Coeficiente de onda Estacionária na porta (3) – Definido como porta de interface Vertical.

$S_{2(1),3(1)}$ – Isolação entre as portas de interface V/H.

Fica evidente que o projeto não contempla a faixa 5.925 – 7.125 MHz. O modelo comprova sua eficiência de funcionamento para uma banda menor, obteve-se uma alta eficiência de acoplamento (S_{22} e S_{33}) na faixa de 6.450 – 7.125 MHz. Pode-se verificar que as interfaces de saída nesta faixa ficaram com índices de acoplamento melhores que -20 dB. Já os resultados de isolamento entre portas V/H, apresentam se excelentes em modo *full band*.

Ainda na Figura 56, constata-se também que a isolamento entre portas na simulação é muito alta, em torno de -60dB. Devido haver algumas imprecisões de usinagem nos cantos e arestas, devido também aos elementos de acoplamento do próprio equipamento de medição é muito raro atingir isolações nestes patamares em casos reais, os valores alvo de isolamento são melhores que -30 dB.

Figura 57 – Resultados Simulados – Perda por inserção (Entrada/Saída)



Fonte: (Autor – Simulação CST Microwave Studio)

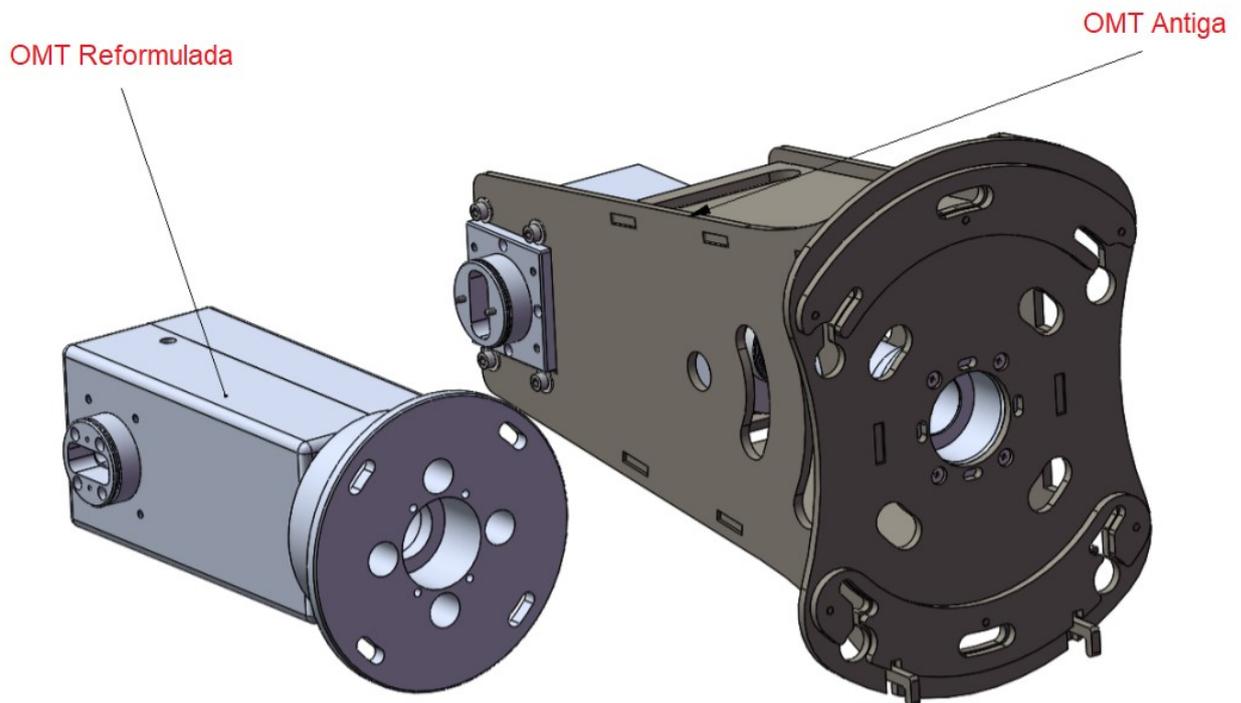
Avaliando agora os gráficos da Figura 57, apresentam-se as perdas de transmissão, que são compreendidas entre a entrada do guia principal até a saída de ambas portas de interface. Estes patamares de perdas se demonstraram sempre menores que 0,5dB, (parâmetro S31 e S21), com exceção do início da faixa de frequência. O que pode ser explicado pela pobre eficiência de acoplamento percebida no gráfico da Figura 56 nesta mesma faixa inicial. Com relação às perdas de transmissão (entre as portas de entrada e de saída), o projeto se demonstrou muito próximo dos parâmetros desejados.

Os resultados apresentados nos gráficos da Figura 56 e 57 demonstram que o conceito topológico funciona bem, e com total perfeição diante de todos os requisitos mecânicos de montagem e durabilidade citados, porém não foi possível atingir os 20% de largura de banda propostos. Motivo este que, devido à simplicidade do projeto, em um primeiro momento incentivou a empresa ALGcom a oferecer ao mercado um OMT simples e compacto, mesmo com a banda reduzida para (6.450 – 7.125 MHz). Por outro lado, este insucesso na obtenção de bons resultados em modo *full band*, motivou a continuidade deste estudo por parte do autor desta dissertação e promoveu a descoberta de uma topologia diferenciada, que será apresentada no Capítulo 7.

6.2 RESULTADOS PRÁTICOS

Na Figura 58, observa-se com facilidade que a complexidade mecânica, a montagem e a usinagem são muito mais atrativas em relação ao antigo projeto. Tal redução de tamanho do dispositivo e de complexidade na usinagem promove a redução dos custos de fabricação, menor área de exposição ao vento do conjunto final e facilita a fixação dos dois equipamentos de rádio na antena.

Figura 58 – Melhora no *Design* entre a Antiga OMT da ALGcom e a OMT Reformulada (1ª Versão)



Fonte: (Autor)

Nas Figuras 59 e 60, observa-se a simplicidade da geometria de usinagem interna dos dois blocos de Alumínio que fazem parte do guia principal do OMT, o qual também funciona como sendo a estrutura de sustentação dos rádios digitais à antena. A facilidade de usinagem interna é de grande importância na obtenção de resultados práticos próximos aos simulados, pois reduz a possibilidade de discrepâncias dimensionais no produto final.

Figura 59 – Bloco usinado da face referente à polarização vertical. Ao centro, localiza-se o pino de ajuste e acoplamento.



Fonte: (Autor – *Software de desenho 3D*)

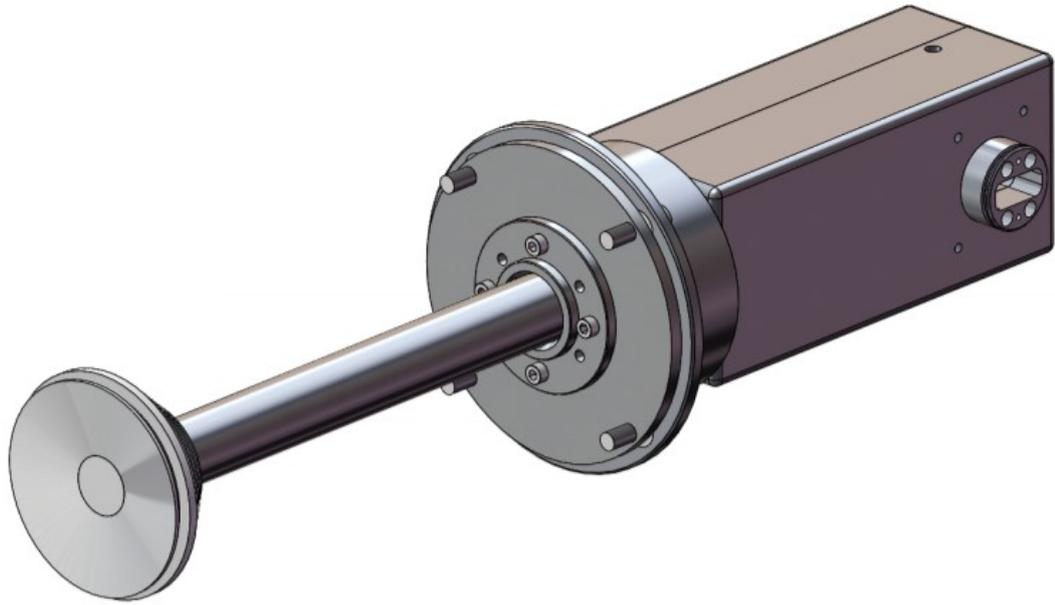
Figura 60 – Bloco Usinado da face referente à polarização horizontal.



Fonte: (Autor – *Software desenho 3D*)

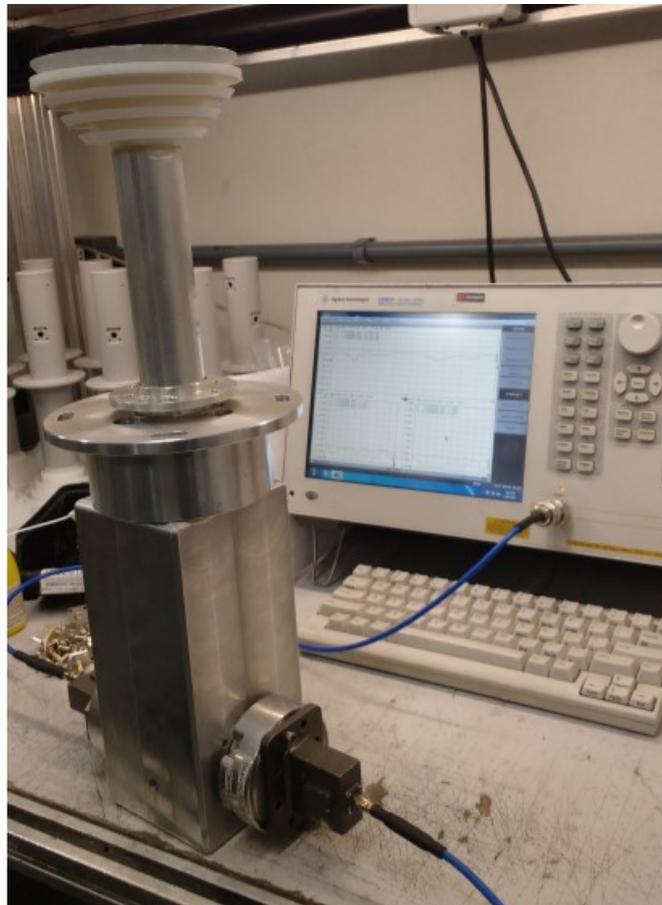
Na Figura 61, destaca-se a montagem completa do sistema de alimentação da antena parabólica. A estrutura é simples e compacta, promovendo uma melhor confiabilidade entre a conexão dos rádios até a lente da antena. Na figura 62, temos o produto em fase de testes no laboratório da ALGcom.

Figura 61 – Desenho 3D da montagem final do conjunto (Iluminador da antena + OMT)



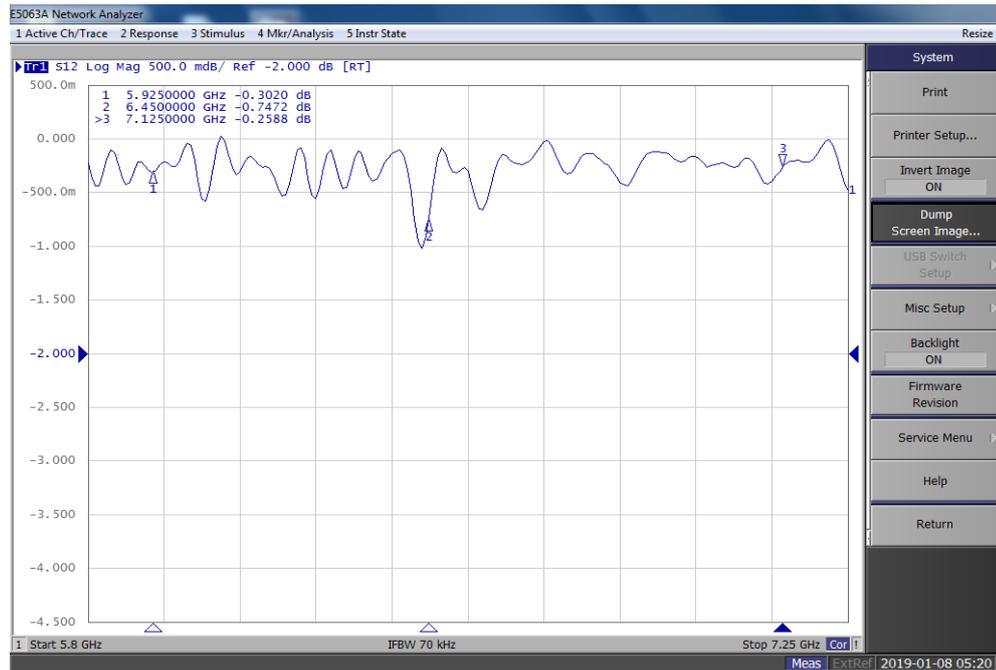
Fonte: (Autor – *Software* desenho 3D)

Figura 62 – Medição Final do conjunto (OMT 1ª Versão + Iluminador da antena)



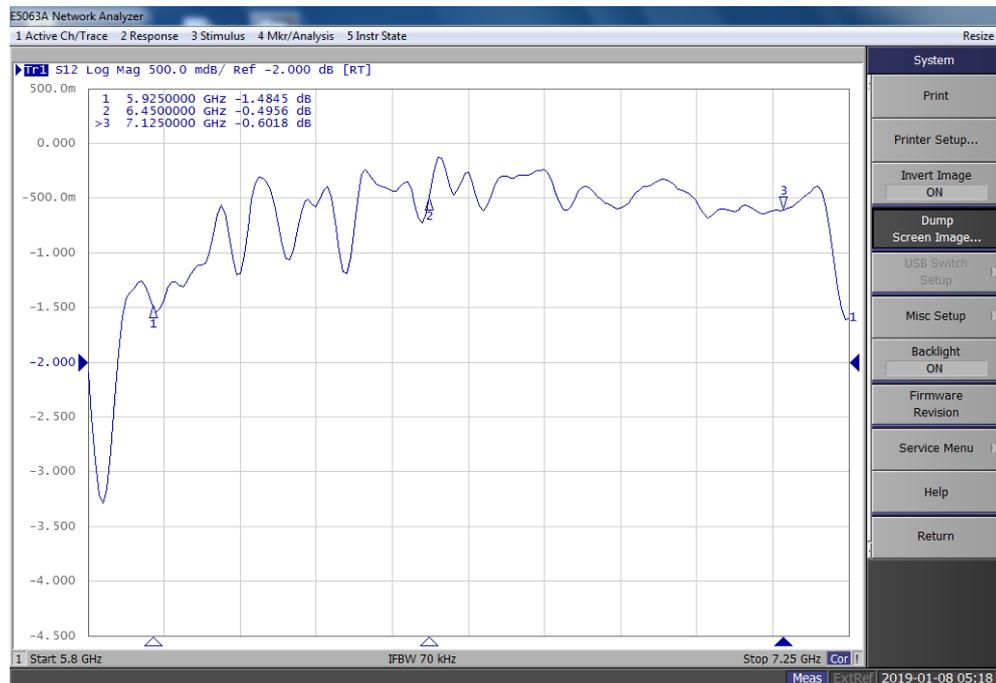
Fonte: (Autor – Laboratório ALGcom - Analisador de Redes Vetorial)

Figura 63 – Resultado de medição - Perda por Inserção (Entrada/Saída) – Porta V



Fonte: Autor – Network Analyzer

Figura 64 – Resultado de medição - Perda por Inserção (Entrada/Saída) – Porta H



Fonte: Autor – Network Analyzer

Nas Figuras 63 e 64, são apresentados os resultados finais dos testes de laboratório da OMT 1ª Versão. As perdas por inserção representam a perda entre o sinal de entrada no guia de modo comum e o sinal de saída em ambas as portas de interface.

Figura 65 - Resultado medição – Perda de Retorno (V/H) e Isolação entre portas



Fonte: Autor – Network Analyzer

Na Figura 65, visualiza-se os gráficos da eficiência de acoplamento das portas de interface (na parte inferior da Figura) e a isolação entre as portas de interface (V/H na parte superior do Figura). Observa-se que mesmo com os modernos recursos de usinagem, não foi possível atingir os resultados teóricos de simulação, a tendência da prototipagem é sempre perder um pouco da eficiência planejada em simulação. Por outro lado, pode-se observar certa similaridade das curvas simuladas quando comparadas às curvas obtidas nas simulações. Outros fatores que contribuem para as diferenças entre o simulado e o protótipo, são as imprecisões de calibração do VNA, transições utilizadas, precisão das cargas de referência, cabos de medição bem como eventuais erros de discretização das portas nas simulações do CST.

Como comentado anteriormente, embora tenha-se atingido bons resultados frente aos parâmetros mecânicos, não se obteve uma boa eficiência frente aos parâmetros elétricos para funcionamento em modo *full band*. As portas de interface apresentaram certa dificuldade na obtenção de ótimos valores de acoplamento. Pode-se observar, que em alguns casos foi obtido apenas -13dB na eficiência de acoplamento destas portas de interface, o que resulta num produto não produtivo para o mercado de enlaces digitais. No Capítulo 7, será enfim apresentada a nova proposta topológica do OMT inovador, o modelo final é denominado como OMT 2ª Versão.

7. PROJETO OMT – 2ª VERSÃO

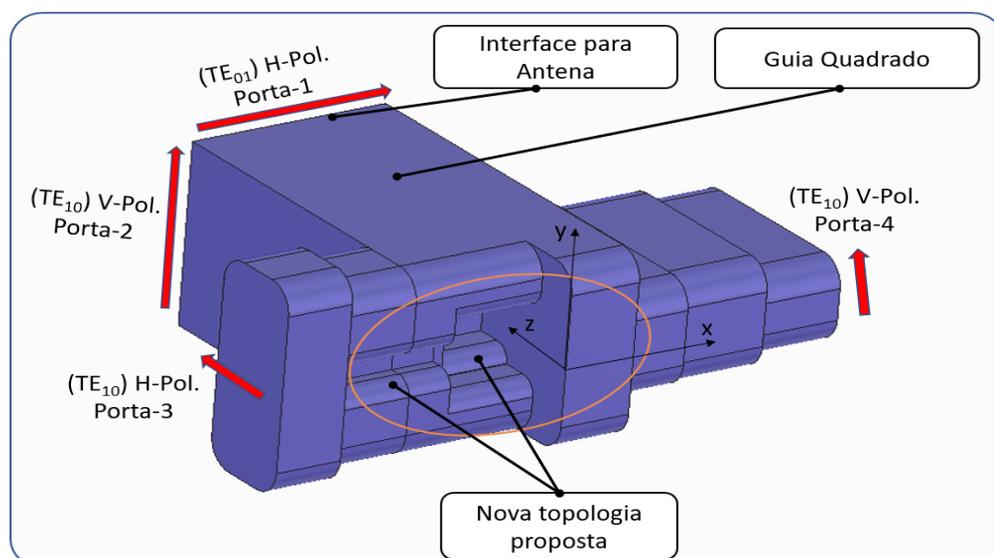
Todas tentativas de simulação e pesquisa em artigos na busca de um dispositivo melhor o qual possa ser posteriormente utilizado pela indústria, levaram o autor desta dissertação um passo à frente na busca de um OMT compacto que atenda a todas especificações elétricas e mecânicas propostas. Nas páginas seguintes, será apresentado a nova topologia de OMT proposta por esta dissertação, a qual atendeu a todas as especificações elétricas, mecânicas e as demais citadas.

7.1. TOPOLOGIA INOVADORA

Como ponto de partida, o dispositivo utiliza-se do mesmo dimensional do guia de onda quadrado (denominado como guia de modo comum), como o cálculo apresentado no Capítulo 5 é compatível para a mesma faixa de frequência, esta regra permanece idêntica. Onde não foi obtido sucesso no projeto anterior (OMT 1ª Versão), foi de fato o sistema de acoplamento às portas de interface, e sua dificuldade em operar em banda larga.

Na figura 66 é apresentada a nova topologia inovadora para o OMT aqui denominado como 2ª Versão, verifica-se também o novo formato externo das cavidades do novo OMT proposto. Nas Figuras 67 e 68, é possível visualizar com mais detalhes o novo sistema de acoplamento criado.

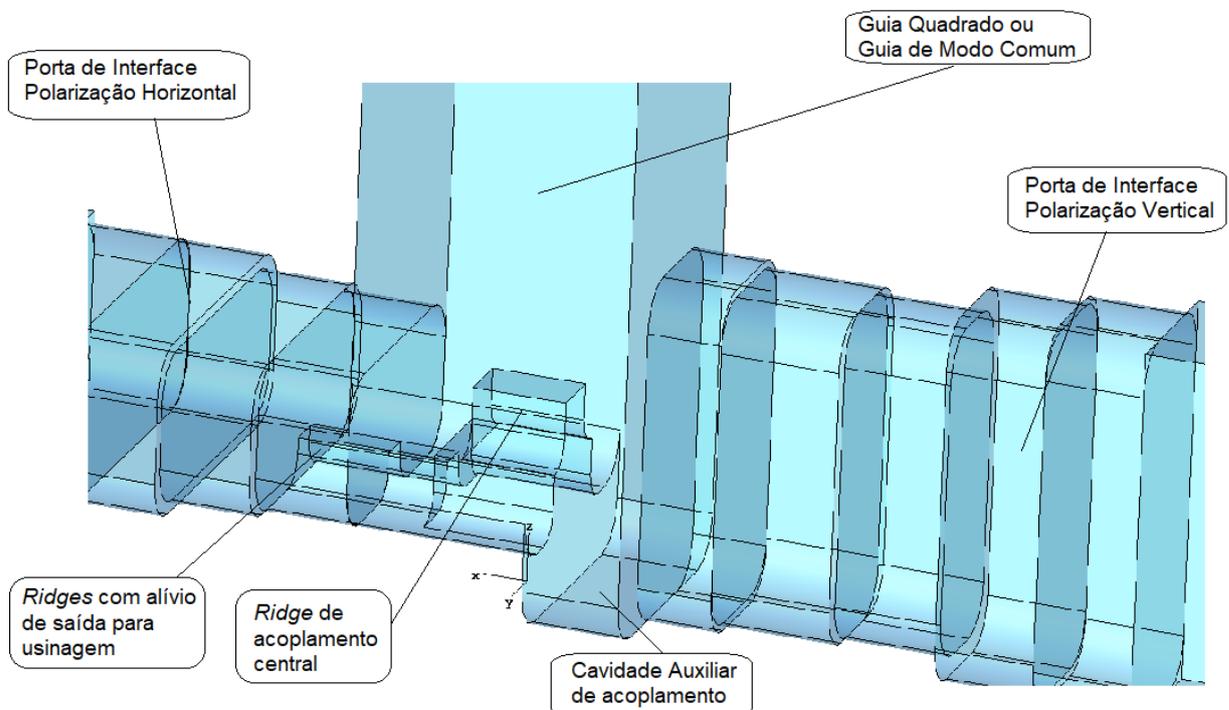
Figura 66 - Nova geometria proposta pelo Autor – Denominada como OMT 2ª Versão



Os diferenciais deste novo *layout* são os elementos de acoplamento criados no término do guia de onda de modo comum, na posição do curto circuito deste guia foi criado um *ridge* (termo este derivado do inglês, que provém dos guias de onda com cumes nas paredes), o qual é contínuo e penetra na cavidade da porta de interface horizontal, oferecendo um elemento extra no casamento de impedâncias e à acoplagem da OEM polarizada horizontalmente. Já do lado oposto, foi desenvolvido uma cavidade ressonante auxiliar para promover o melhor acoplamento da OEM polarizada verticalmente. O projeto e dimensionamento destes dois elementos, promove uma melhor eficiência de acoplamento para ambas as polarizações e promove uma boa relação de polarização cruzada para todo o conjunto do OMT.

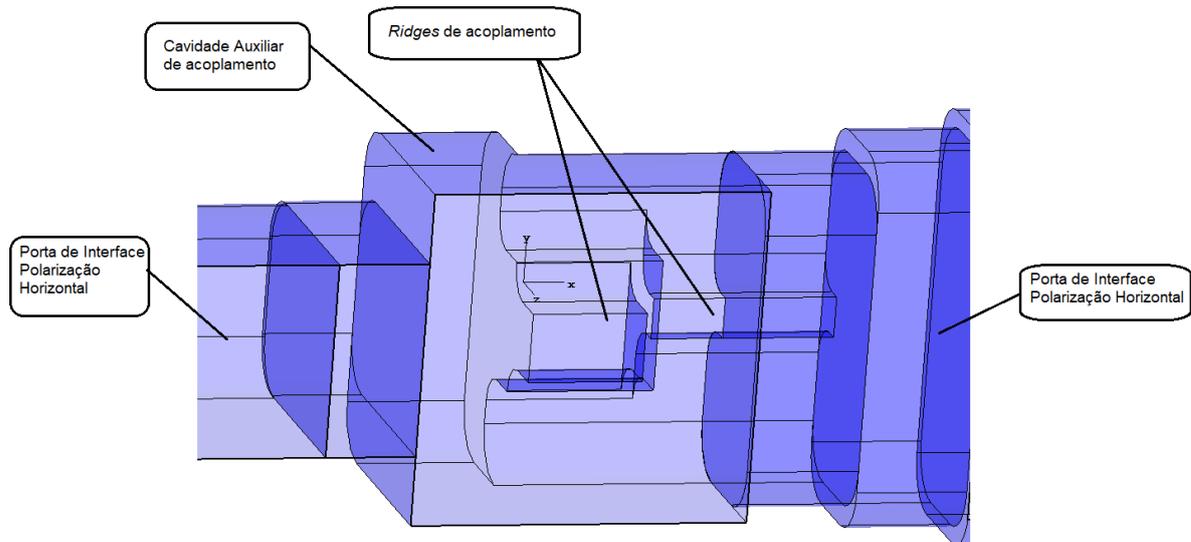
Já nas portas de interface, o sistema de ajuste suave de impedância, tal e qual como foi adicionado no projeto anterior foi mantido, porém, readequado. Pode-se observar a existência de quatro a cinco cavidades em série no trajeto de saída das portas de interface. O guia de onda modo comum, como já mencionado, permaneceu com a mesma dimensão das arestas.

Figura 67 – Nova topologia de **cumes de acoplamentos** internos da Porta Horizontal, e **cavidade auxiliar** para acoplamento da Porta Vertical



Fonte: Auto (2018) – Simulação CST Microwave Studio

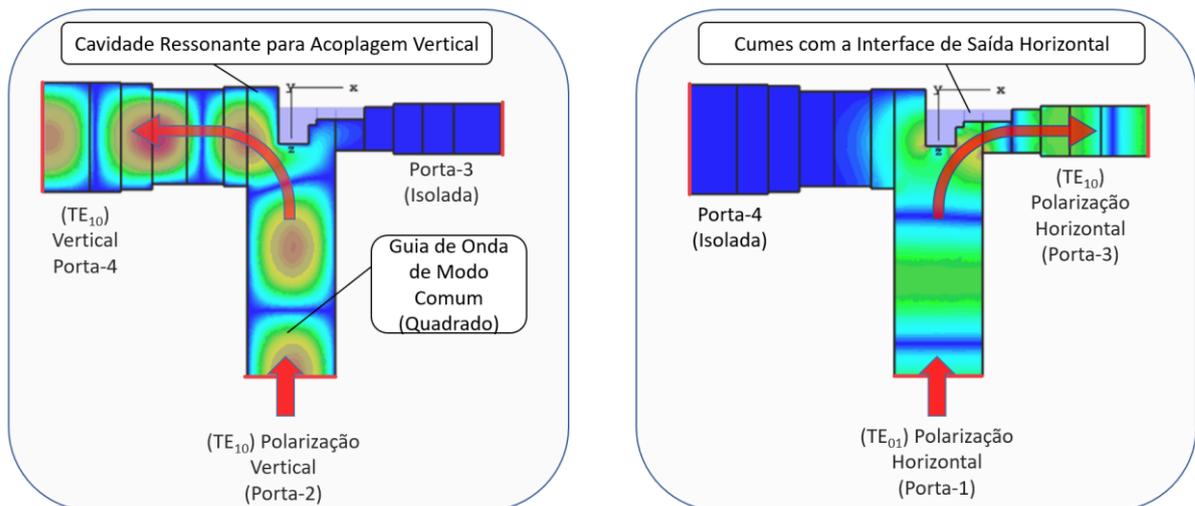
Figura 68 – Sentido de usinagem dos cumes (*Ridges* de Acoplamento).



Fonte: Autor (2018) – CST Microwave Studio

Este novo sistema de acoplamento permite a conexão de ambos equipamentos de rádio em simetria (formato de um “T”). Seu melhor desempenho pode ser explicado pela disponibilização de uma cavidade auxiliar de acoplamento à porta vertical, e também pela possibilidade de usinagem de um sistema de *ridges* na ramificação da porta horizontal (Figura 69). Este sistema de *ridges*, além de possibilitar mais recursos de acoplamento, facilita também o processo de usinagem, pois oferece livre acesso para entrada das ferramentas de fresamento. Este complexo sistema de diplexação de duas OEMs ortogonais entre si, mantém também uma ótima isolamento entre as portas de polaridades opostas.

Figura 69 – Visualização do Campo Elétrico em ambas portas de Interface.



Fonte: Autor (2018) – CST Microwave Studio

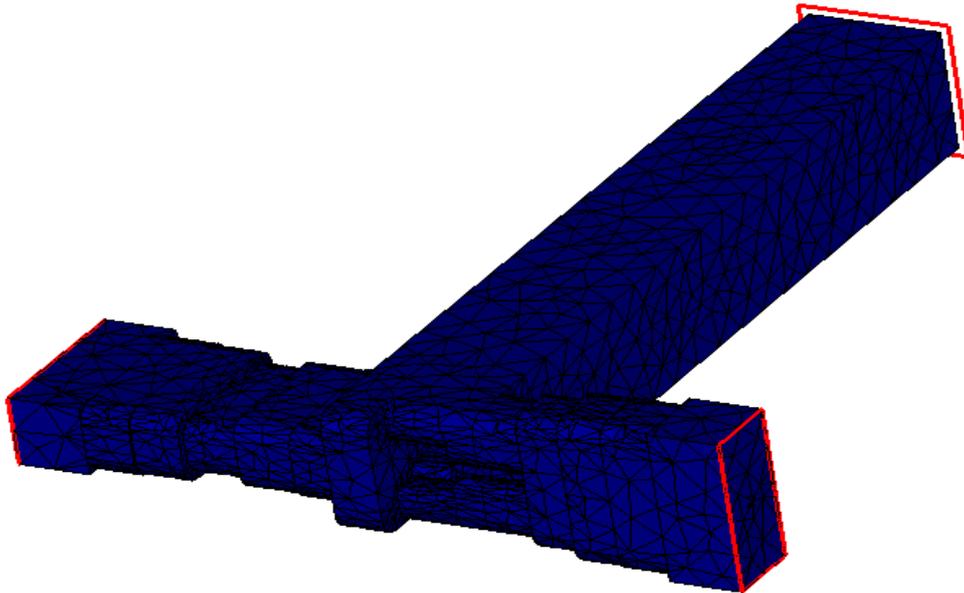
Figura 70– Variáveis de ajuste de sintonia da estrutura do OMT

Parameter List			
Name	Expression	Value	Description
z_P2	= 13.22	13.22	transform em z aplicado à porta 2
z_P1	= 0	0	transform em z aplicado à porta 1
r_trs	= 10	10	
r2	= 2.5	2.5	
r	= 4	4	
polBase_cmenos	= pol1_cmenos	4.21	
pol2_l	= 5.78	5.78	largura do polarizador 2
pol2_h	= 18	18	altura do polarizador 2 a partir de 0
pol2_cmenos	= pol1_cmenos	4.21	distância do centro em x até o fim d...
pol2_cmais	= 5.3	5.3	distância do centro em x até o fim do...
pol1_l	= 10.98	10.98	largura do polarizador 1
pol1_h	= 12.13	12.13	altura do polarizador 1
pol1_cmenos	= 4.21	4.21	distância do centro em x até o fim d...
pol1_cmais	= 8.02	8.02	distância do centro em x até o fim do...
paraf_z	= 0	0	altura do parafuso (cilindro do mode...
paraf_D	= 3	3	diâmetro do parafuso (cilindro do m...
l_trs_1	= 35	35	
l_sq	= 28	28	lado do guia quadrado
l_WR	= 34.85	34.85	largura do WR padrão
l_P2_6	= l_WR	34.85	largura cav6 da porta 2
l_P2_5	= l_WR	34.85	largura cav5 da porta 2
l_P2_4	= l_WR	34.85	largura cav4 da porta 2
l_P2_3	= 34.3	34.3	largura cav3 da porta 2
l_P2_2	= 31.7	31.7	largura cav2 da porta 2
l_P2_1_dente	= 3.4	3.4	largura do dente da cav1 da porta 2
l_P2_1	= l_sq	28	largura cav1 da porta 2
l_P1_5	= l_WR	34.85	
l_P1_4	= 33.5	33.5	largura cav4 da porta 1
l_P1_3	= l_P1_2	30.08	largura cav3 da porta 1
l_P1_2	= 30.08	30.08	largura cav2 da porta 1
l_P1_1	= 31.5	31.5	largura cav1 da porta 1

Parameter List			
Name	Expression	Value	Description
h_WR	= 15.8	15.8	altura do WR padrão
h_P2_6	= h_WR	15.8	altura cav6 da porta 2
h_P2_5	= h_WR	15.8	altura cav5 da porta 2
h_P2_4	= h_WR	15.8	altura cav4 da porta 2
h_P2_3	= h_WR	15.8	altura cav3 da porta 2
h_P2_2	= 13.9	13.9	altura cav2 da porta 2
h_P2_1_dente	= 4	4	altura do dente cav1 da porta 2
h_P2_1	= 13.9	13.9	altura cav1 da porta 2
h_P1_5	= h_WR	15.8	
h_P1_4	= h_WR	15.8	altura cav4 da porta 1
h_P1_3	= 12.8	12.8	altura cav3 da porta 1
h_P1_2	= h_P1_1	16.3	altura cav2 da porta 1
h_P1_1	= 16.3	16.3	altura cav1 da porta 1
d_trs_2	= 35.5	35.5	
d_trs_1	= 7.4	7.4	
d_WC	= 31.75	31.75	
c_trs_2	= 20.8	20.8	
c_trs_1	= 24.3	24.3	
c_sq	= 180	180	comprimento do guia quadrado
c_P2_6	= 0.1	0.1	comprimento cav6 da porta 2
c_P2_5	= 0.1	0.1	comprimento cav5 da porta 2
c_P2_4	= 9.8	9.8	comprimento cav4 da porta 2
c_P2_3	= 9	9	comprimento cav3 da porta 2
c_P2_2	= 9.2	9.2	comprimento cav2 da porta 2
c_P2_1	= 9.3	9.3	comprimento cav1 da porta 2
c_P1_5	= 10	10	
c_P1_4	= 10	10	comprimento cav4 da porta 1
c_P1_3	= 10.78	10.78	comprimento cav3 da porta 1
c_P1_2	= 12	12	comprimento cav2 da porta 1
c_P1_1	= 7.5	7.5	comprimento cav1 da porta 1

Fonte: Autor (2018) – CST Microwave Studio

Figura 71 – Visualização do setup de divisão da rede de elementos (Tetraedros/Domínio Freqüência)



Fonte: Autor (2018) – CST Microwave Studio

As Figuras 70 e 71 apresentam todo o setup paramétrico de otimização que foi utilizado durante o projeto. Esta etapa é extremamente demorada, foram semanas na procura dos melhores resultados para cada uma das variáveis paramétricas do desenho. Como existem diversas variáveis dimensionais, elas precisam ser avaliadas em etapas, uma a uma.

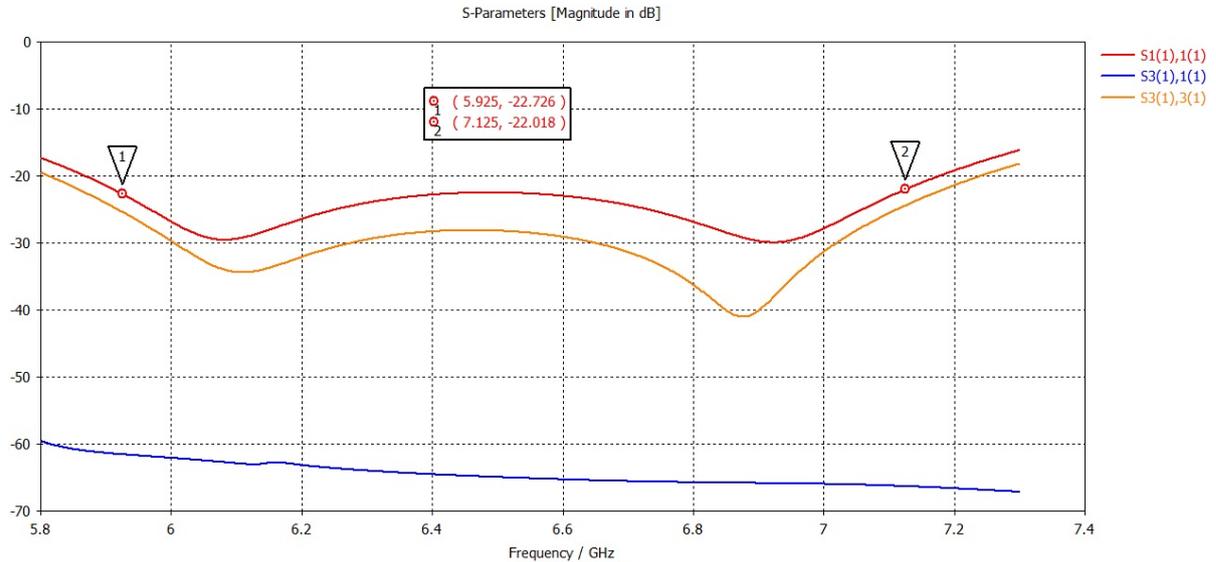
Já na divisão da estrutura em tetraedros (Figura 71), foi necessária uma conferência dos resultados utilizando-se uma malha mais fina e também alterando o *solver* para o modo de transiente. Este critério de conferência foi muito importante para o pleno entendimento dos resultados e incremento do grau de confiabilidade dos resultados proveniente de uma determinada otimização numérica. Durante o processo de otimização numérica, para se ganhar velocidade é fundamental o ajuste destes critérios de forma que simulação não fique muito demorada.

7.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Ambos gráficos das Figuras 72 e 73, demonstram a significativa melhora dos parâmetros atingidos em comparação ao modelo do OMT anterior. Em modo *full band*, para ambas as portas (V/H), foram obtidas eficiências de acoplamento melhores que

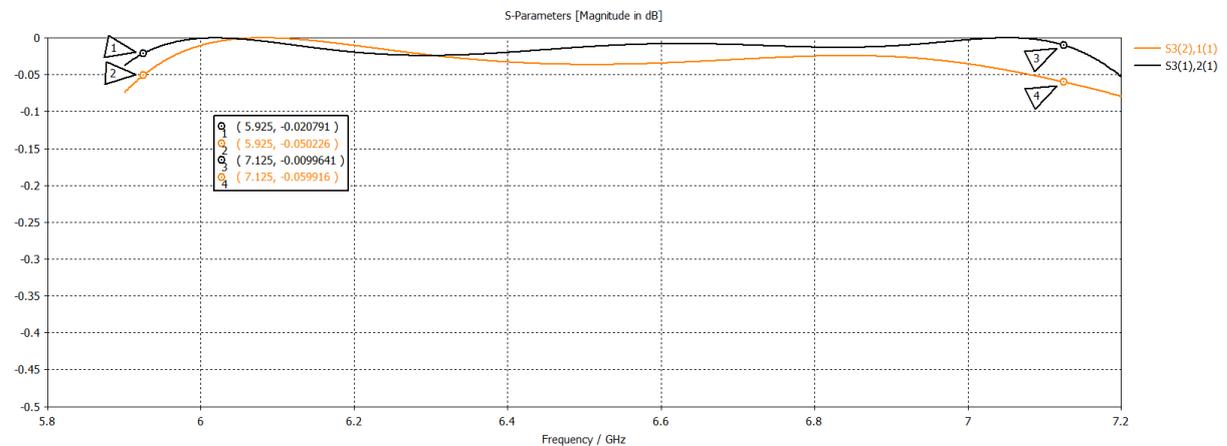
-22dB (5.925 – 6.125 MHz). As perdas por inserção de ambas as portas ficaram em média abaixo de 0,06dB para toda a faixa.

Figura 72 – Resultados de simulação – Perda por Retorno (V/H) e Isolação entre portas.



Fonte: Autor (2018) – CST Microwave Studio

Figura 73 – Resultados de simulação – Perda de Inserção (Entrada/Saída) Portas (V/H).



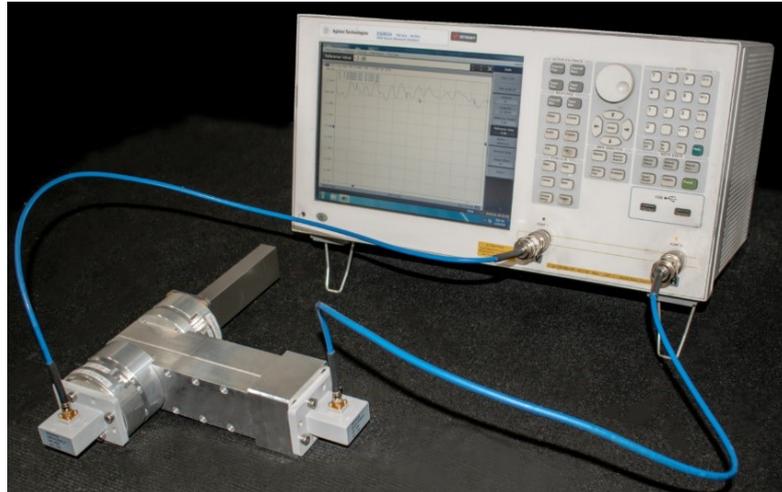
Fonte: Autor (2018) – CST Microwave Studio

Os valores de isolação entre portas ficaram muito altos. Assim como para o modelo da 1ª Versão, na 2ª Versão também pode-se esperar uma ligeira queda nos valores de isolação nas medidas do protótipo, devido à extrema dificuldade em atingir uma precisão tão elevada nas arestas de usinagem. Os parâmetros de ortogonalidade entre duas OEMs, são sempre os mais sensíveis em relação à pequenas diferenças entre resultados simulados versus resultados medidos em um protótipo real.

7.3. ENSAIOS DE LABORATÓRIO DO PROTÓTIPO

Nesta etapa são apresentados os testes finais de validação da segunda versão do dispositivo – OMT 2ª Versão.

Figura 74 – Foto da medição do OMT 2ª Versão.



Fonte: Autor (2018) – Analisador de Redes Vetorial

Figura 75 – Componentes usinados do OMT 2ª Versão.



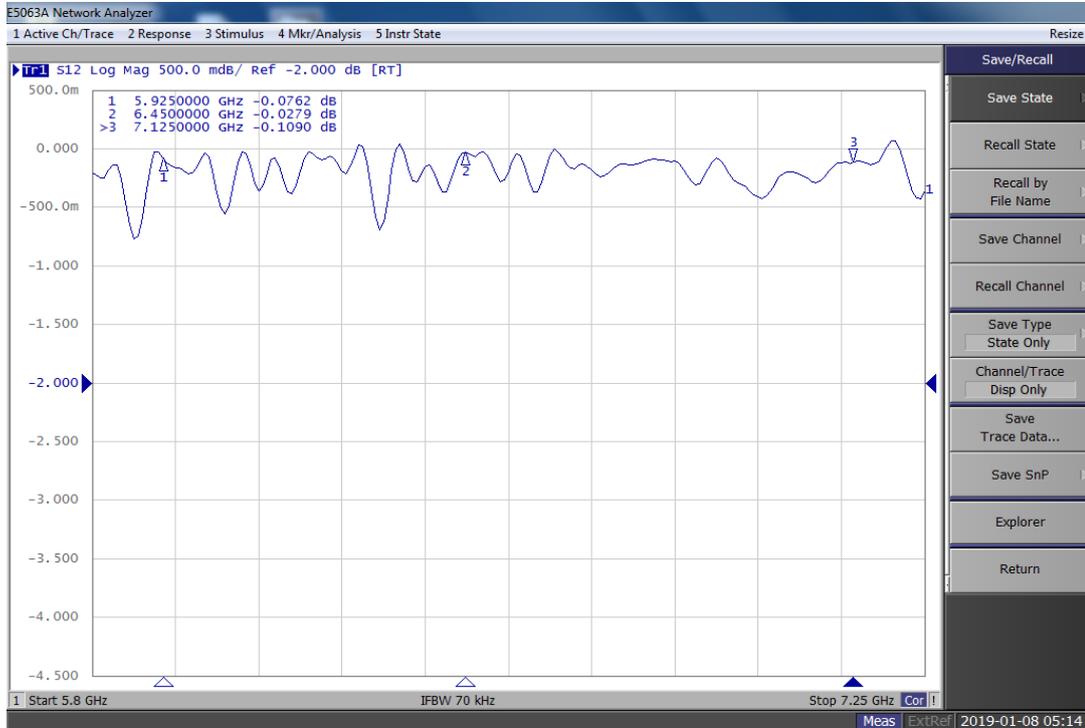
Fonte: Autor (2018)

A Figura 74 demonstra o setup de medição do OMT, utilizando-se um analisador de redes vetoriais e seus devidos conectores de transição para os flanges.

Na Figura 75, observa-se os componentes finais do OMT usinados em um centro de usinagem CNC. É importante observar a precisão dos encaixes, os quais possuem anéis de vedação entre os componentes, bem como o corpo central bipartido

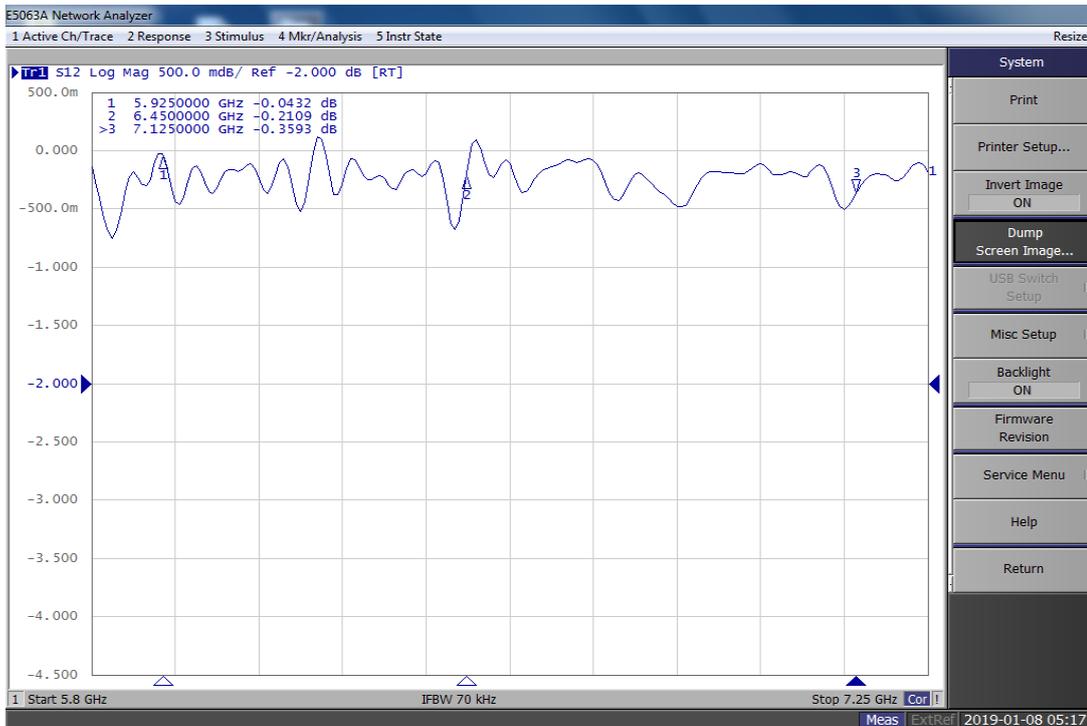
(guia de onda de modo comum) oferecendo um menor peso ao OMT sem perder a estrutura necessária para suportar o peso de dois equipamentos de rádios digitais.

Figura 76 – Perda de Inserção (Entrada/Saída) referente à Porta Vertical



Fonte: Autor (2019) – Laboratório de testes da ALGcom

Figura 77 – Perda de Inserção (Entrada/Saída) referente à Porta Horizontal



Fonte: Autor (2019) – Laboratório de testes da ALGcom

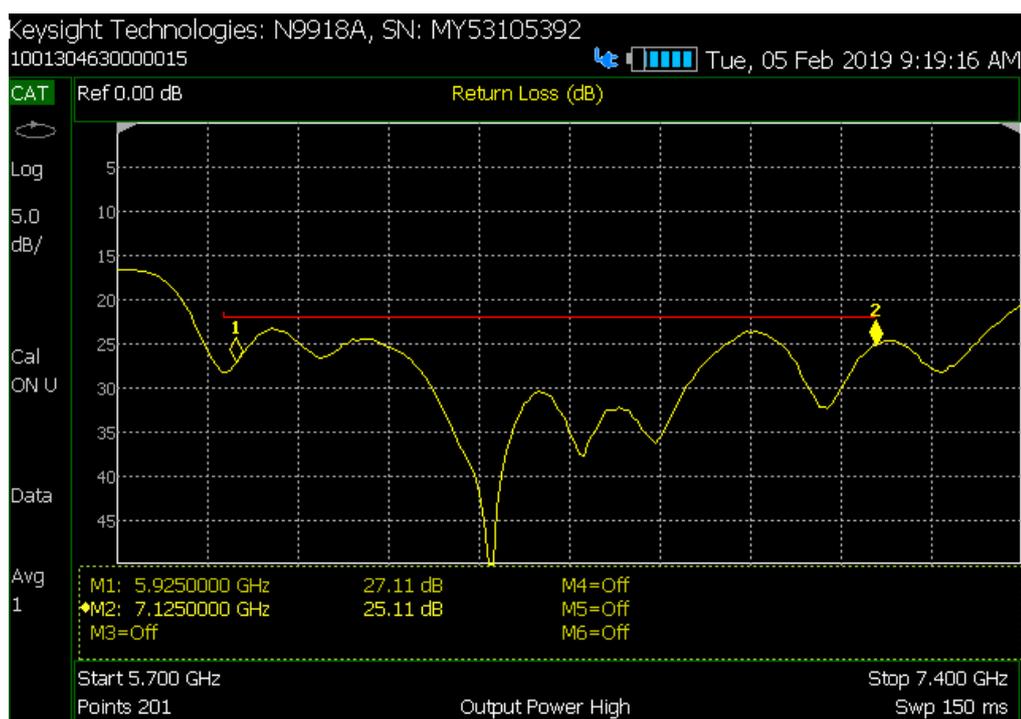
Os gráficos das Figuras 76 e 77 demonstram as perdas de transmissão obtidas nos ensaios de laboratório. Constata-se que para ambas as portas (V/H), obteve-se um valor médio inferior a 0,5 dB de perdas, indicando que as perdas de transmissão (entrada/saída) do OMT estão dentro do desejado.

Figura 78 – Eficiência de Acoplamento referente à Porta Vertical



Fonte: Autor (2019) – Laboratório de testes da ALGcom

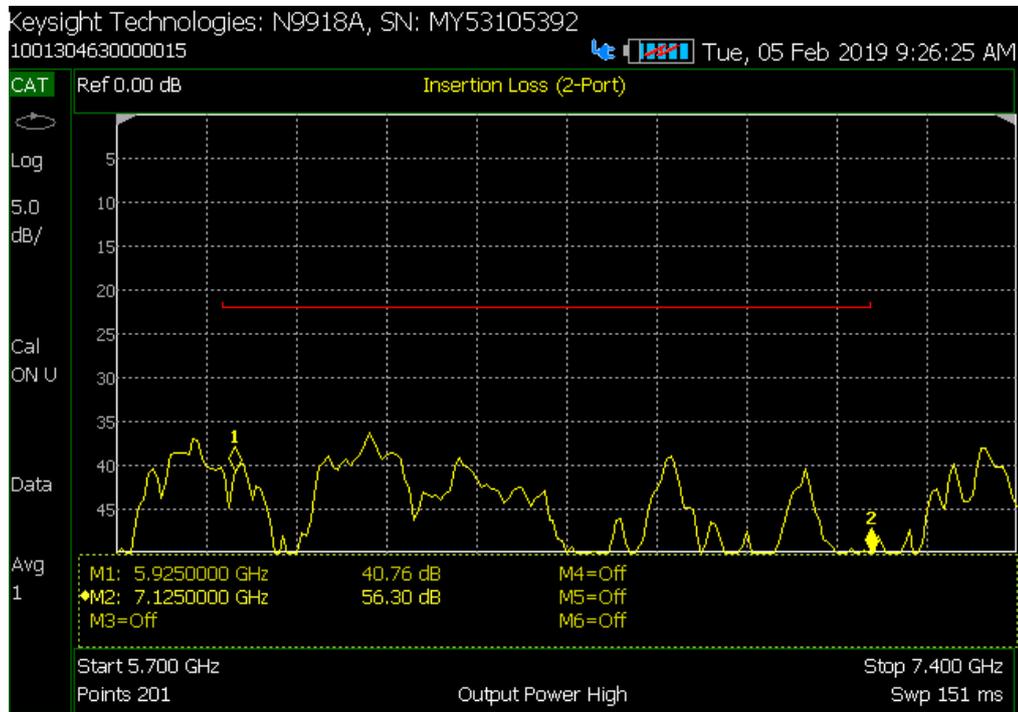
Figura 79 – Eficiência de Acoplamento referente à Porta Horizontal



Fonte: Autor (2019) – Laboratório de testes da ALGcom

Os Gráficos apresentados nas Figuras 78 e 79 demonstram a eficiência de acoplamento das portas (V/H) medidas em laboratório. Foram obtidos valores muito bons, sempre inferiores que -22 dB (S11) ao longo de toda banda de operação.

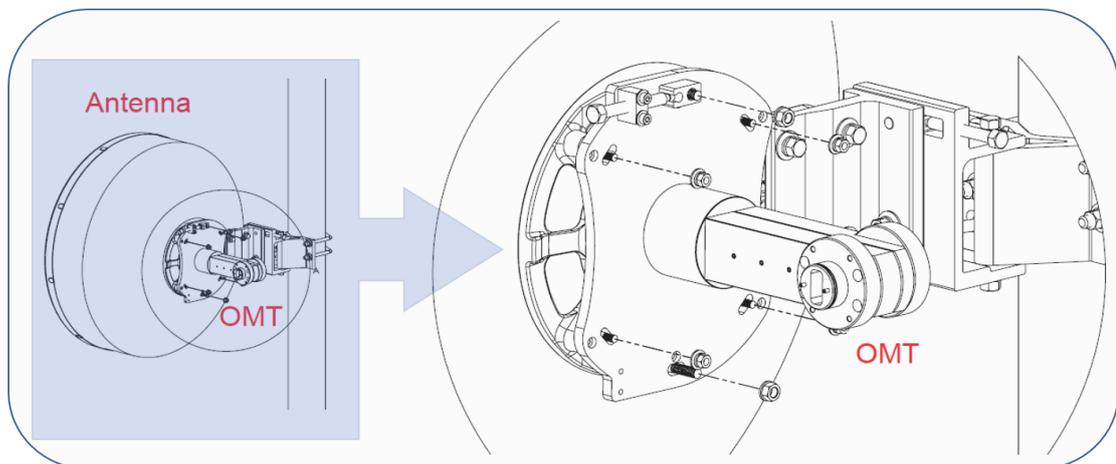
Figura 80 – Medição da Isolação entre Portas (V/H)



Fonte: Autor (2019) – Laboratório de testes da ALGcom

Na Figura 80, verifica-se que foram obtidos valores excelentes de isolação, sempre melhores que -37 dB de isolação entre portas (V/H). Esta isolação é decretada como o pior caso entre (Relação V/H no guia de modo comum) e (Relação V/H das portas de interface).

Figura 81 – Solução Final com ilustração do acoplamento do OMT à Antena.



Fonte: Autor (2018)

8. CONCLUSÃO

Este trabalho propôs uma nova topologia construtiva para um Transdutor de Modo Ortogonal com entroncamento das portas de interface em formato de um “T”. Esta nova topologia somente foi conseguida após muito esforço devido a tentativa de reprodução do estudo publicado por Rosenberg [1], o qual não se demonstrou capaz de atender ao mercado, mesmo após prototipagem feita pelo próprio autor desta dissertação e descrita com detalhes no Capítulo 6. O afinco na busca por melhores resultados, conduziu o autor desta dissertação à encontrar uma nova forma geométrica de acoplagem para ambos os sinais vertical e horizontal, possibilitando a fixação dos equipamentos de rádio muito próximos à antena.

Como resultado, um OMT muito compacto, de baixo custo de fabricação é apresentado com resultados simulados e consequentes medidas de laboratório do protótipo usinado. Com base nos resultados atingidos, pode-se afirmar que o novo modelo de OMT baseado em um entroncamento em T, associado com uma cavidade ressoante junto à ramificação da porta de interface de polarização vertical, e por sua vez também associado aos ridges adicionados na extremidade em curto circuito do guia de modo comum proporcionaram resultados extremamente satisfatórios para uma largura de banda de 20%, inclusive demonstrando-se capaz de performar em largura de banda um pouco superior.

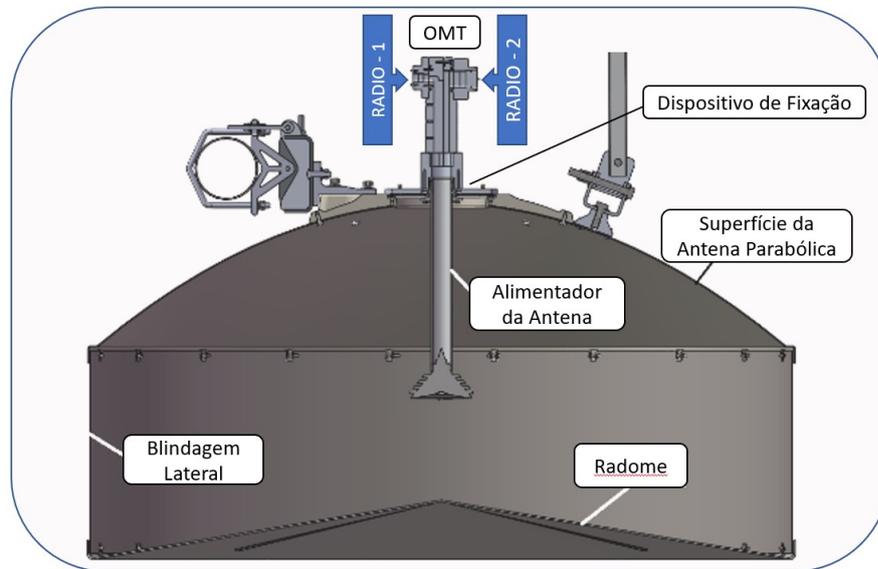
O dispositivo, além de apresentar um procedimento construtivo simples, também obteve êxito na geometria voltada à redução de complexidade de usinagem CNC. Tal benefício facilita a manipulação das ferramentas de fresagem, e se reflete nos ótimos resultados práticos obtidos, comprovando que a prototipagem ficou muito próxima da simulação.

A solução final obtida é totalmente integrável a uma antena de micro-ondas, onde pode-se observar que a estrutura mecânica do OMT está também alinhada com às necessidades de fixações mecânicas (Figura 81 e 82), proporcionando um menor peso ao conjunto final e menor área de exposição ao vento devido a sua forma compacta e simétrica.

Outro fator que promoveu o êxito nos resultados apresentados após a construção do protótipo, foi a concepção dos encaixes dos cinco blocos de alumínio precisamente usinados, tal geometria de usinagem interna das cavidades foi decisiva para obtenção dos ótimos resultados.

A empresa ALGcom, que já possuía um modelo de OMT em sua linha de fabricação, obteve a transferência tecnológica necessária para a fabricação do novo dispositivo, e já planeja o lançamento deste novo produto para março de 2019.

Figura 82 – Composição final do produto integrado à uma antena e dois rádios digitais.



Fonte: Autor (2018)

Em relação aos requisitos técnicos, tanto os aspectos mecânicos como os elétricos foram atingidos na sua integralidade. Na Tabela 5 há um resumo final dos resultados obtidos, fazendo um breve comparativo com o artigo publicado por Rosenberg [1].

Tabela 5 – Síntese dos Resultados Finais

Parâmetros	Resultados Simulados Ref. [1]	Resultados Medidos Ref. [1]	Resultados Simulados OMT 2ª Versão	Resultados Medidos OMT 2ª Versão
Faixa de Operação	20% BW @26GHz	20% BW @26GHz	5,925 – 7,125 GHz	5,925 – 7,125 GHz
Return Loss – Porta V	< -10 dB	< -16 dB	< -22 dB	< -22 dB
Return Loss – Porta H	< -20 dB	< -18 dB	< -24 dB	< -22 dB
Isolação V/H	< -60 dB	< -45 dB	< -60 dB	< -37 dB
Insertion Loss (V e H)	n/c	n/c	> -0,06 dB	> -0,5 dB

Fonte: Autor 2019.

Além dos ótimos resultados de performance, foi conseguida uma redução de 40% nos custos de fabricação deste OMT com relação ao antigo OMT fabricado pela ALGcom.

O dispositivo proposto se demonstrou aplicável para a composição de uma grande gama de OMTs no mercado, a qual sua topologia pode ser estendida tranquilamente para frequências mais baixas, bem como para utilização até 38GHz.

Tal solução geométrica de OMT pode ser aplicável, além do mercado de antenas de micro-ondas, à sistemas de comunicação via satélite que operam em dupla polarização. Modernos sistemas de comunicação que operam nos comprimentos de onda milimétricos também podem se beneficiar com uma construção mais prática e confiável, com um tamanho muito reduzido.

9. TRABALHOS FUTUROS

O estudo apresentado por esta dissertação possibilitará à Empresa ALGcom que receberá a transferência tecnológica, a criação de pelo menos mais cinco modelos de OMTs para as faixas de frequências desde 4 GHz até 26 GHz.

A Empresa ALGcom já iniciou o projeto de um segundo OMT para a faixa de 7,125 – 8,5 GHz, e prevê o início de outros modelos para frequências mais altas ainda em 2019.

Além destas cinco OMTs que serão desenvolvidas na sequência, o estudo das dezenas de topologias diferentes proporcionou o autor a contribuir com diversos outros projetos de OMTs coaxiais e híbridos que são partes inclusas em outras antenas, validando com mais força o aprendizado do estudo teórico que foi utilizado nas outras publicações do tema OMT.

REFERÊNCIAS

- [1]. Rosenberg, U. and R. Beyer, "**Compact T-Junction Orthomode Transducer Facilitates Easy Integration and Low-Cost Production**" - 41st European Microwave Conference, 2011.
- [2]. J. Uher, J. Bornemann, U. Rosenberg, "**Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD**" - Boston - London, Artech House, 1993.
- [3]. Hidenori Yukawa, Yu Ushijima, Motomi Abe, Naofumi Yoneda and Moriyasu Miyazaki, "**A Metal 3D-Printed T-Junction OMT with an Offset Stepped Post**" - Ofuna, Kamakura, Kanagawa, 2017 by Mitsubishi Electric Corporation.
- [4]. P.K. Grimes, O.G. King, G. Yassin and M.E. Jones, "**Compact Broadband Planar Orthomode Transducer**", 2007, Electronics Letters.
- [5]. Rosenberg, U. and R. Beyer, "**Very Compact Ortho-mode Transducer Suited for Integrated Feed System Solutions**" - Microwave, Communications, Antennas and Electronics Systems, 2011.
- [6]. Giampaolo Pisano, Luca Pietranera, Kate Isaak, Lucio Piccirillo, Bradley Johnson, Bruno Maffei, and Simon Melhuish, "**A Broadband WR10 Turnstile Junction Orthomode Transducer**" - IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17, No. 4, April 2007.
- [7]. R. Lehmensiek, I. P. Theron, "**Compact Low Loss L-band Orthomode Transducer**" - EMSS Antennas, Technopark, Stellenbosch, South Africa, IEEE 2010.
- [8]. Ji-Hwan Hwang, Yisok Oh, "**Compact Orthomode Transducer Using Single-Ridged Triangular Waveguides**" - IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011.
- [9]. Pablo Sarasa, Marina Diaz-Martin, Jean-Christophe Angevain, Cyril Mangenot, "**New Compact OMT based on a Septum Solution**" -ESA/ESTEC, Noordwijk Zh - The Netherlands - 5th EUCAP.
- [10]. Prem Narayan Choubey, Wei Hong, "**Novel Wideband Orthomode Transducer for 70-95 GHz**" - State Key Laboratory of Millimeter Wave, Southeast University, Nanjing, China.

- [11]. Denis Thau, Michael Greiff, Armel Le Bayon, "**Reflector Antenna Feed**" Patent US006995727B2, 2014 by Alcatel Paris.
- [12]. Ali Imran Sandhu, "**Design of an Orthomode Transducer in Gap Waveguide Technology**" - Master of Science Thesis in the program Communication Engineering, Antenna Group, Department of Signals & Systems, Chalmers University of Technology - Göteborg, Sweden, 2010.
- [13]. Louis Smith "**Design and Feasibility Study of an Orthomode Transducer for the Fast Experiment**" -Thesis submitted to The University of Manchester for the Degree of Masters of Astrophysics Jodrell Bank Centre for Astronomy – 2012.
- [14]. Siddhartha Sirsi, "**A Novel Ortho-Mode Transducer for the 750-1150 GHz Band**" A Thesis Presented in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree Master of Science, 2014 by Arizona State University.
- [15]. ETSI EN 302 217-4-2 V1.4.1 "Fixed Radio Systems; Characteristics and Requirements for Point-to-Point Equipment and Antennas", 2008.
- [16]. David M. Pozar, "**Microwave Engineering**" - 4th Edition, 2012.
- [17]. IEC 60154-2, 2016, "**Flanges for Waveguides**", - International Standard, 2016.
- [18]. IEEE – 802.11n-2009, "Wi-Fi and MiMo – International Standard for Information and Technology", 2009.



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul
Pró-Reitoria de Graduação
Av. Ipiranga, 6681 - Prédio 1 - 3º. andar
Porto Alegre - RS - Brasil
Fone: (51) 3320-3500 - Fax: (51) 3339-1564
E-mail: prograd@pucrs.br
Site: www.pucrs.br