

4.

Cabos Coaxiais, Guias de Ondas, Circuladores e Derivadores

4.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta as características básicas dos cabos coaxiais, guias de ondas, circuladores e derivadores. O conhecimento do funcionamento destes dispositivos é importante na medida em que suas especificações influenciam no desempenho de um radioenlace. Considerando as frequências em que operam os radioenlaces ponto-a-ponto, os itens de maior interesse para este estudo são:

- Cabos coaxiais;
- Guias de onda;
- Isoladores e circuladores;
- Duplexadores, derivadores e suas configurações.

Além dos tópicos acima, são apresentados anexos a este capítulo as principais especificações técnicas de alguns dos componentes estudados.

4.2. CABOS COAXIAIS

Os cabos coaxiais são linhas de transmissão constituídas basicamente por dois condutores cilíndricos concêntricos com raios a e b separados por um dielétrico com constante dielétrica ϵ_r , conforme mostrado na Figura 4.1.

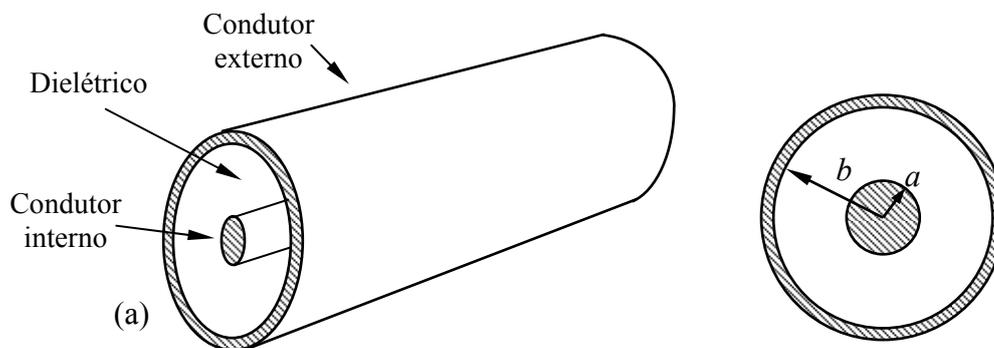


Figura 4.1 – (a) Segmento e (b) seção transversal de um cabo coaxial.

A análise do comportamento dos cabos coaxiais sob o ponto de vista dos campos elétrico e magnético é conveniente por facilitar o entendimento das suas limitações funcionais. Além disso, permite uma comparação de desempenho na faixa de frequência onde ocorre a transição entre a utilização dos cabos coaxiais e dos guias de onda.

A corrente circulante em um cabo coaxial produz uma distribuição do campo elétrico e do campo magnético conforme mostrado na Figura 4.2 (a) e (b), respectivamente, em um dado instante. A intensidade dos campos decresce à medida que aumenta a distância em relação ao condutor central, conforme mostrado na Figura 4.2(c), onde a tonalidade mais escura indica campo mais intenso [1].

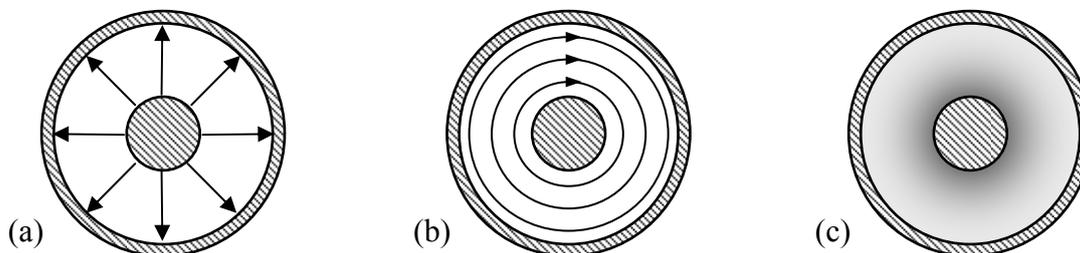


Figura 4.2 - Seção de um cabo coaxial: (a) distribuição do campo elétrico; (b) distribuição do campo magnético e (c) Intensidade do campo elétrico e do magnético.

Observa-se que o campo elétrico e o magnético em um cabo coaxial ficam confinados entre os condutores interno e externo. Desta forma, o condutor externo comporta-se como uma blindagem, que é ligada ao potencial de terra, formando assim uma estrutura desbalanceada.

Em função da forma como o campo elétrico e o magnético ficam distribuídos o modo de propagação em um cabo coaxial é denominado *Transversal Eletro-Magnético (TEM)*. Este modo de propagação é exclusivo dos cabos coaxiais. A relação entre os raios a e b determinam a impedância característica dos cabos coaxiais. A impedância característica pode ser determinada pela expressão apresentada a seguir, que leva em conta também as características construtivas do cabo [2][3].

$$Z_0 = \frac{138,16}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{b \cdot K_a}{a \cdot K} \quad (4.1)$$

Em (4.1), b é o raio interno do condutor externo, a é o raio do condutor interno, ϵ_r é a constante dielétrica do espaçador entre o condutor interno e o condutor externo, K_a é um fator de correção para o tipo de construção do condutor externo e K é um fator de correção para o tipo de encordoamento do condutor interno. Os valores de K_a e de K mais comuns são apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2 e os valores de ϵ_r para alguns materiais são apresentados na Tabela 4.3 [3].

Tabela 4.1 – Fator de correção (K_a) para o tipo de construção do condutor externo de um cabo coaxial.

TIPO DE CONSTRUÇÃO	K_a
Trançado	1,5 a 3
Liso	1
Corrugado	1,1 a 1,3

Tabela 4.2 – Fator de correção (K) para o encordoamento do condutor interno de um cabo coaxial.

Nº DE FIOS NA CORDA	K
1	1,00
7	0,95
19	0,98

Tabela 4.3 – Constante dielétrica (ϵ_r) do espaçador entre o condutor interno e o condutor externo.

MATERIAL	ϵ_r
Polietileno (PE) sólido	2,30
Espuma de polietileno	1,55
Politetrafluoretileno (PTFE)	2,10
PVC	3 – 6*
Ar	1,00

* Depende da frequência.

A fim de se determinar as perdas em um cabo coaxial é importante entender dois fenômenos importantes: o efeito pelicular e o efeito de histerese das moléculas do dielétrico.

Em altas frequências quando uma corrente alternada flui em um condutor, o fluxo magnético alternado no interior do condutor dá origem a uma força eletromotriz induzida *fem*. Essa *fem* faz com que a densidade de corrente decresça no interior do condutor e aumente em sua superfície externa. Este fenômeno é conhecido como *efeito pelicular* e é tanto mais acentuado quanto maior for a frequência. A distância na qual a densidade de corrente decresce $1/e$ vezes o seu valor na superfície é denominada *profundidade de penetração nominal* ($e = 2,718\dots$). Isso faz com que a resistência do condutor em alta frequência aumente, podendo alcançar valores muitas vezes maior do que a resistência para corrente contínua.

A estrutura de um cabo coaxial assemelha-se de certa forma a estrutura de um capacitor. As perdas no dielétrico ocorrem devido a um efeito de histerese das moléculas do material à medida que elas são polarizadas por um campo alternado. A admitância Y de um capacitor é composta por uma parte real G (condutância) e uma parte imaginária $j\omega C$ (susceptância capacitiva), que pode ser escrita da seguinte forma:

$$Y = G + j\omega C = j\omega C \left(1 - j \frac{G}{\omega C} \right) \quad (4.2)$$

O ângulo correspondente ao número complexo que se acha entre parênteses indica o valor relativo da componente da corrente que é responsável pelas perdas no dielétrico. Este é o valor segundo o qual o ângulo de fase entre a tensão e a corrente difere de 90° . A tangente desse ângulo é conhecida como *tangente de perdas* p e é frequentemente usada para caracterizar as propriedades de perdas de um dado isolante.

Desta forma, fica claro que a perda em um cabo coaxial possui dois componentes: um correspondente à perda nos condutores devido ao efeito Joule e outro correspondente ao efeito de histerese nas moléculas do dielétrico. Por esse motivo, a determinação do primeiro componente da atenuação A_c em um cabo coaxial depende de suas dimensões e frequência e a determinação do segundo componente depende da tangente de perdas, da frequência e da constante dielétrica do material, conforme mostrado na expressão a seguir.

$$A_c = \frac{1,41 \times 10^3}{Z_0} \left(\frac{K}{2a} + \frac{K_a}{2b} \right) \sqrt{f} + 100 \cdot p \cdot f \sqrt{\epsilon_r} \quad [\text{dB}/100\text{m}] \quad (4.3)$$

Em (4.3), Z_0 é a impedância característica do cabo em Ω , f é a frequência de operação em GHz, p é a tangente de perdas no dielétrico, a é o raio do condutor interno em mm, b é o raio interno do condutor externo em mm. A Tabela 4.4 apresenta os valores da tangente de perdas para os materiais dielétricos mais empregados na construção dos cabos coaxiais (veja Anexo 1 para características de alguns cabos coaxiais).

Tabela 4.4 - Valores da tangente de perdas para alguns dielétricos.

Material	tangente de perdas, p
Polietileno sólido (PE)	0,0005
Espuma de polietileno	0,00015
Politetrafluoretileno (PTFE)	0,0005
Ar	0,0001

A Figura 4.3 ilustra, em (a), um cabo coaxial com dielétrico de espuma de polietileno (PE) e em (b), com dielétrico ar com suporte mecânico do condutor interno feito com uma hélice de politetrafluoretileno (PTFE ou Teflon®).



(a) CELLFLEX®



(b) HELIFLEX®

Figura 4.3 - (a) Cabo coaxial com dielétrico de espuma de PE e (b) com dielétrico de ar com suporte mecânico feito com uma hélice de PTFE [5].

Cabos coaxiais podem também suportar outros modos de propagação além do TEM. Entretanto, nestes modos a atenuação é muito superior ao do modo TEM, o que inviabiliza sua utilização a partir da frequência onde aparece o primeiro modo de propagação depois do modo TEM. Assim, não é comum que cabos coaxiais operem acima da frequência de corte do modo TE (*campo elétrico transversal*) de mais baixa frequência (TE_{11}). Conseqüentemente pode-se estabelecer um limite prático para a máxima frequência de operação, através da expressão que determina o início da propagação do modo TE_{11} , que será considerada a frequência de corte do cabo coaxial:

$$f_c \cong \frac{95,5}{(a+b)\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{GHz}) \quad (4.4)$$

onde a e b são, respectivamente, o raio do condutor interno e o raio interno do condutor externo, em mm. A Figura 4.4 apresenta a atenuação de em função da frequência, para alguns cabos coaxiais, até a frequência de corte de cada um.

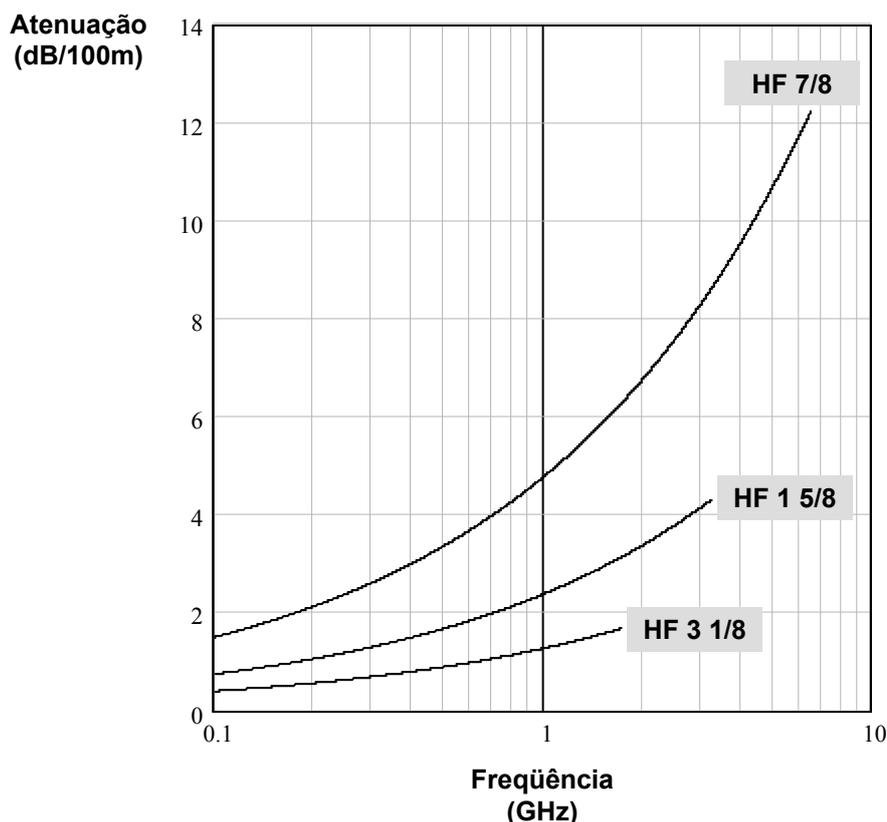


Figura 4.4 - Atenuação em função da frequência até f_c .

Conforme mostrado na Figura 4.4, cabos de diâmetros maiores apresentam perdas menores na medida em que as frequências de corte diminuem. Isso limita a utilização de cabos coaxiais de baixas perdas em frequências acima de 3 GHz, de forma que na faixa entre 1 GHz e 3 GHz, sobram poucas opções de escolha, se for levado em conta a solução de compromisso entre perda e frequência de corte.

EXEMPLO 4.1

Considere os dados do cabo coaxial HF 1 5/8" apresentados no Anexo 1. Determine a atenuação no cabo para a frequência de operação igual a 2 GHz.

Solução:

$$A_c = \frac{1,41 \times 10^3}{Z_0} \left(\frac{K}{2a} + \frac{K_a}{2b} \right) \sqrt{f} + 100 \cdot p \cdot f \sqrt{\epsilon_r}$$

$$A_c = \frac{1,41 \times 10^3}{50} \left(\frac{1}{2 \cdot 9,3} + \frac{1,2}{2 \cdot 20} \right) \sqrt{2} + 100 \cdot 0,0001 \cdot 2 \sqrt{1}$$

$$A_c = 3,37 \text{ dB/100m}$$

* * *

4.3. GUIAS DE ONDAS

Um guia de ondas é um sistema de transmissão onde a propagação das ondas eletromagnéticas ocorre de forma orientada, ou seja, a onda é guiada. Os guias de ondas mais comuns consistem de tubos metálicos ocos, dentro dos quais as ondas eletromagnéticas se propagam através de múltiplas reflexões. As geometrias mais comuns para a seção transversal dos guias de onda são a retangular, a circular e a elíptica, cujas dimensões são definidas na Figura 4.5.

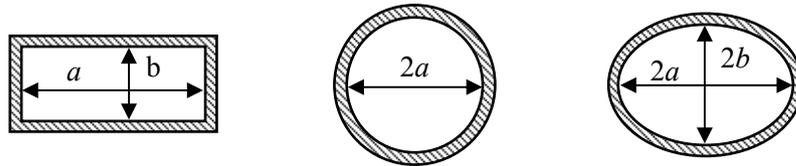


Figura 4.5 - Geometrias mais comuns para guias de onda.

Conforme foi mostrado na seção anterior, em um cabo coaxial uma onda eletromagnética se propaga no modo *TEM*. Entretanto, para que a propagação de ondas eletromagnéticas possa ocorrer em um guia de onda, as seguintes *condições de contorno* devem ser satisfeitas:

1. O campo elétrico deve ser ortogonal ao condutor afim de existir na superfície do condutor;
2. O campo magnético não deve ser ortogonal à superfície do guia de ondas.

Para que as duas condições de contorno sejam satisfeitas, dois modos de propagação podem ocorrer em um guia de ondas: o modo *transversal elétrico* (modo *TE*) e o modo *transversal magnético* (modo *TM*). O modo *TEM* viola as condições de contorno porque o campo magnético não é paralelo à superfície e assim não ocorre em guias de ondas.

As ondas mais comumente utilizadas são as ondas *TE*, sendo rara a utilização das ondas *TM*. Como são possíveis variações nos modos de propagação *TE* e *TM* a notação usada para designar cada um deles é feita da seguinte forma [1]:

$$Tx_{m,n}$$

onde x assume as letras E ou M para designar, respectivamente, os modos transversal elétrico ou transversal magnético; m indica o número de máximos do campo na dimensão a do guia e n indica o número de máximos do campo na dimensão b do guia. A obtenção de um ou de outro tipo de modo depende da forma com a qual o guia é excitado. A Figura 4.6 apresenta a forma de excitação do guia que produz o modo de propagação TE_{10} .

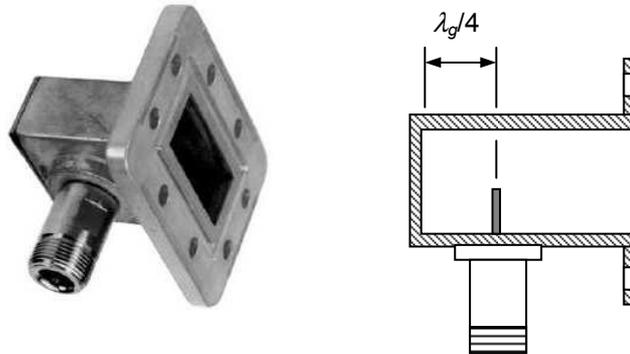


Figura 4.6 - Excitação para o modo TE_{10} [1].

Conforme mencionado, a propagação no interior do guia de onda ocorre por meio de múltiplas reflexões, conforme mostrado na Figura 4.7(a), para o guia de onda retangular. Os modos de propagação estão associados às dimensões do guia e podem ser explicados com o auxílio da Figura 4.7(b). Na Figura 4.8(b), o segmento AA' corresponde a uma frente de onda que, naturalmente, deve ter a mesma fase nos pontos 1 e 2. Para que isso ocorra, o percurso ($x + y$) deve ser múltiplo de $\lambda/2$, ou seja,

$$x + y = m \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (4.5)$$

Disso resulta que

$$\begin{aligned} a \operatorname{sen} \theta &= m \cdot \frac{\lambda}{2} \\ \operatorname{sen} \theta &= m \cdot \frac{\lambda}{2a} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Quando $m = 1$ obtém-se o modo de propagação mais simples e usual, chamado de modo fundamental ou modo dominante. Nos guias retangulares este modo é o modo TE_{10} . Evidentemente se $\theta = 90^\circ$ não há propagação ao longo do guia. Para essa condição, de acordo com (4.6), tem-se que para $m = 1$, o comprimento de onda de corte, em metros, é

$$\lambda_c = 2a \quad (4.7)$$

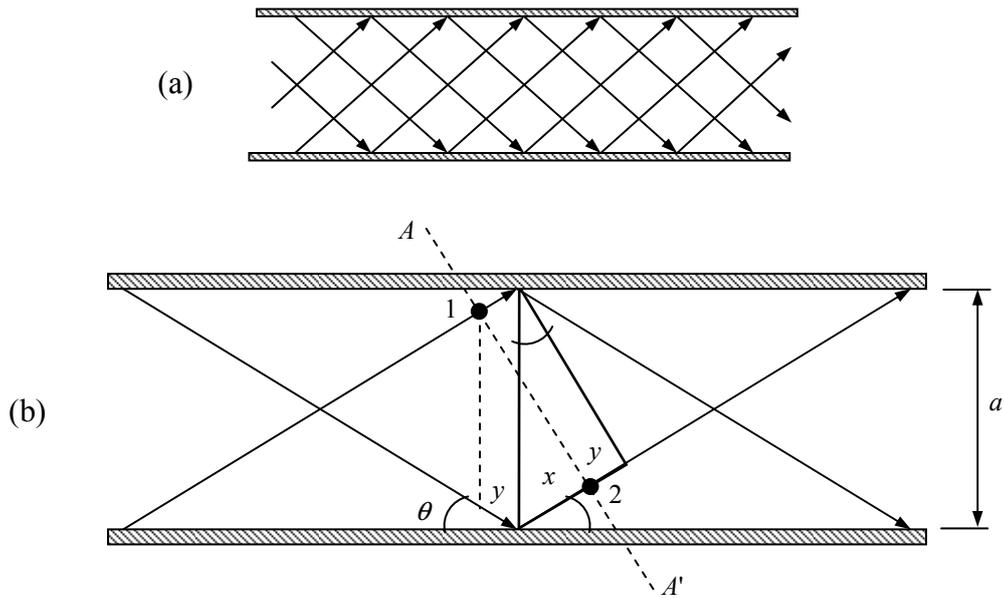


Figura 4.7 - (a) Propagação em um guia e (b) determinação de θ .

Assim sendo, só haverá propagação no modo dominante ao longo do guia se a frequência de operação for maior do que a *frequência de corte*, sendo então a frequência de corte dada por

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c} \quad (4.8)$$

Para o comprimento de onda em mm e frequência em GHz, (4.8) torna-se:

$$f_c = \frac{3 \times 10^2}{\lambda_c} \quad (4.9)$$

Para garantir uma operação segura apenas no modo dominante, a faixa de frequência de operação prática para guias retangulares é [6]

$$1,25f_c \leq f \leq 1,9f_c \quad (4.10)$$

Para o guia de onda circular e para o elíptico os modos dominantes são os modos TE_{11} . O comprimento de onda de corte, em metros, para o guia circular, no modo dominante é:

$$\lambda_c \cong 3,41a \quad (4.11)$$

Para o guia elíptico, com relação entre os raios $b/a = 0,52$, que é o valor para a maioria dos guias elípticos e para os da marca FLEXWELL® [6], o comprimento de onda de corte, em metros, para o modo dominante é:

$$\lambda_c \cong 3,28a \quad (4.12)$$

Para garantir uma operação segura apenas no modo dominante, a faixa de frequência de operação prática para guias elípticos é [6]

$$1,48f_c \leq f \leq 1,8f_c \quad (4.13)$$

A utilização de guias de onda em frequência abaixo de 1 GHz não é muito comum, pois de acordo com as equações apresentadas anteriormente, a dimensão a do guia de ondas aumenta tornando-se pouco prática e encarecendo o guia, conforme mostrado na Figura 4.8.

EXEMPLO 4.2

Determine a frequência de corte para os modos de propagação dominante para os guias retangular, circular e elíptico, considerando que $a = 60$ mm para todos os guias e ainda que a relação $b/a = 0,52$ para o guia elíptico.

Solução:

Para o guia retangular:

$$\lambda_c = 2a = 2 \cdot 60 = 120 \text{ mm}$$

$$f_c = \frac{3 \times 10^2}{\lambda_c} = \frac{3 \times 10^2}{120}$$

$$f_c = 2,5 \text{ GHz}$$

Para o guia circular:

$$\lambda_c = 3,41a = 3,41 \cdot 60 = 204,6 \text{ mm}$$

$$f_c = \frac{3 \times 10^2}{\lambda_c} = \frac{3 \times 10^2}{204,6}$$

$$f_c \cong 1,47 \text{ GHz}$$

Para o guia elíptico:

$$\lambda_c = 3,28a = 3,28 \cdot 60 = 196,8 \text{ mm}$$

$$f_c = \frac{3 \times 10^2}{\lambda_c} = \frac{3 \times 10^2}{196,8}$$

$$f_c \cong 1,52 \text{ GHz}$$

* * *

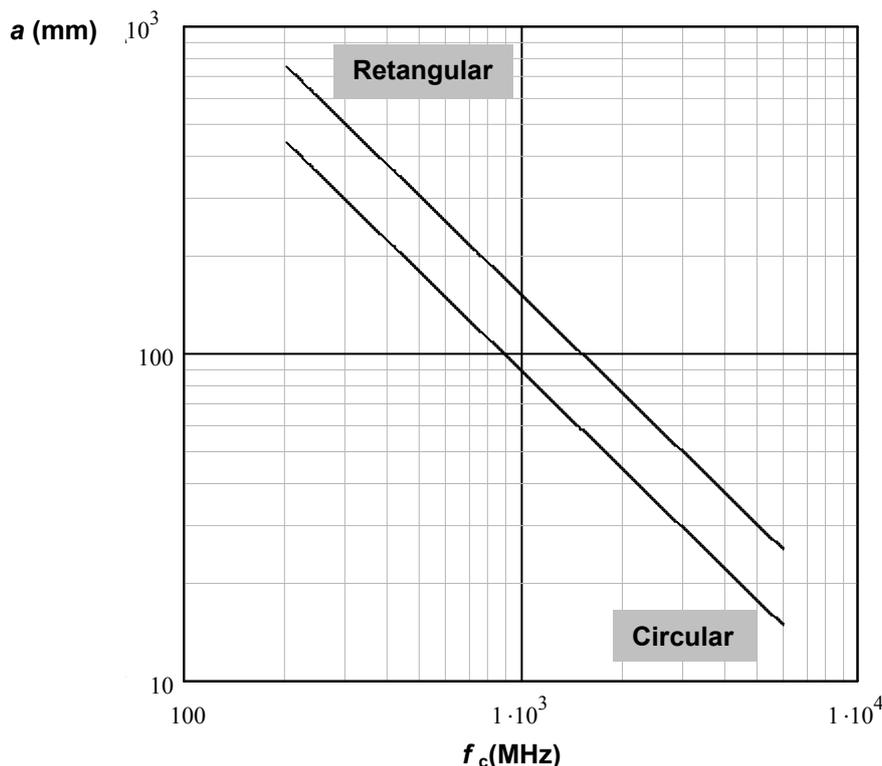


Figura 4.8 - Dimensão a do guia em função da frequência de corte.

4.4. ISOLADORES E CIRCULADORES

Isoladores são dispositivos de duas portas, unilateral (ou não-recíprocos), construídos com ferrite que se utilizam das propriedades eletromagnéticas deste material para permitir que o sinal atravesse o dispositivo em uma direção com baixa atenuação e na direção oposta com alta atenuação. Assim, um isolador pode ser usado para reduzir os efeitos adversos de alguns circuitos sensíveis à mudança de impedância. Um isolador de ferrite típico apresenta atenuação menor do que 1 dB no sentido direto e 30 dB ou mais no sentido reverso.

Circuladores também são dispositivos não-recíprocos semelhantes aos isoladores, porém, com uma porta a mais. De fato, um circulador com uma porta casada com uma carga comporta-se como um isolador, conforme mostrado na Figura 4.9. De acordo com esta figura, o circulador apresenta baixas perdas no sentido 1-2 e 2-3 e altas perdas no sentido 2-1 e 3-1. Assim, este circulador está conectado como um isolador.

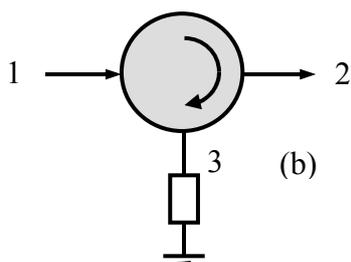


Figura 4.9 – Isolador obtido a partir de um circulador.

Em um circulador o sinal atravessa o dispositivo de uma porta para outra seguindo uma direção preferencial, para a direita ou para a esquerda, sendo que na direção oposta existe alta isolamento entre as portas. Da mesma forma que nos isoladores, tais dispositivos apresentam uma perda por inserção entre portas igual ou menor do que 1 dB no sentido direto e atenuação maior do que 30 dB no sentido reverso [1][6].

Um duplexador é um dispositivo que permite que uma mesma antena possa ser usada na transmissão e na recepção simultaneamente. A Figura 4.10 apresenta um circulador de 4 portas utilizado como parte de um duplexador. Um transmissor é ligado à porta 1 do circulador, o sinal da porta um é dirigido para a porta 2 onde está conectada a antena. Ao mesmo tempo, a antena recebe um sinal que é aplicado à porta 2 e é dirigido para a porta 4. A porta 4 está casada com uma carga para aumentar a isolamento entre transmissor e receptor e melhorar o casamento de impedâncias entre as portas. Para aumentar ainda mais a entre transmissor e receptor, em um duplexador, é muito comum a utilização de filtros passa faixa associados às portas do transmissor e do receptor, cada um sintonizado em suas respectivas frequências.

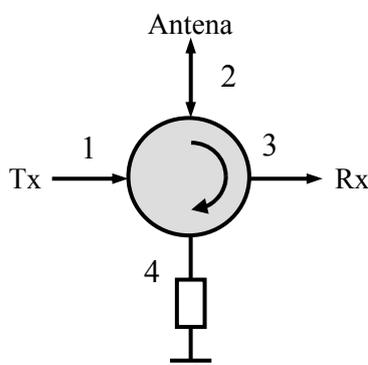


Figura 4.10 - Isolador como parte de um duplexador.

4.5. DUPLEXADORES, DERIVADORES E SUAS CONFIGURAÇÕES [7]

4.5.1. SISTEMA DUPLEX (1+0)

Um sistema duplex contempla transmissão e recepção em ambos os sentidos. Conforme pode ser observado na Figura 4.11, nas duas pontas do enlace, transmissor e receptor estão ligados na mesma antena por meio de filtros passa faixa e duplexadores.

Os filtros passa-faixa e o duplexador, em cada lado do enlace, são utilizados para a transmissão e a recepção possa ser feita com uma única antena. Os duplexadores, auxiliados pelos filtros passa faixa, têm por finalidade evitar que o sinal do transmissor, em nível muito mais elevado do que o sinal recebido pela antena, esteja presente na entrada do receptor, com amplitudes que possam produzir interferências.

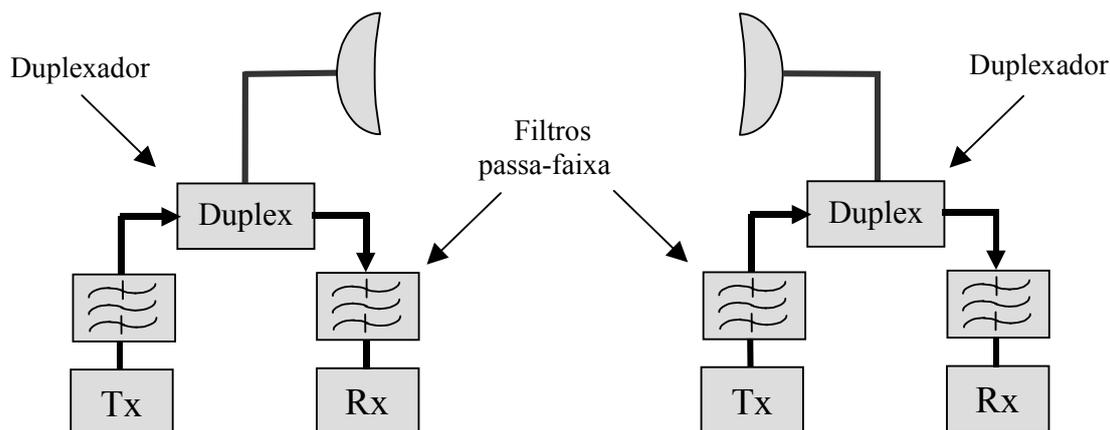
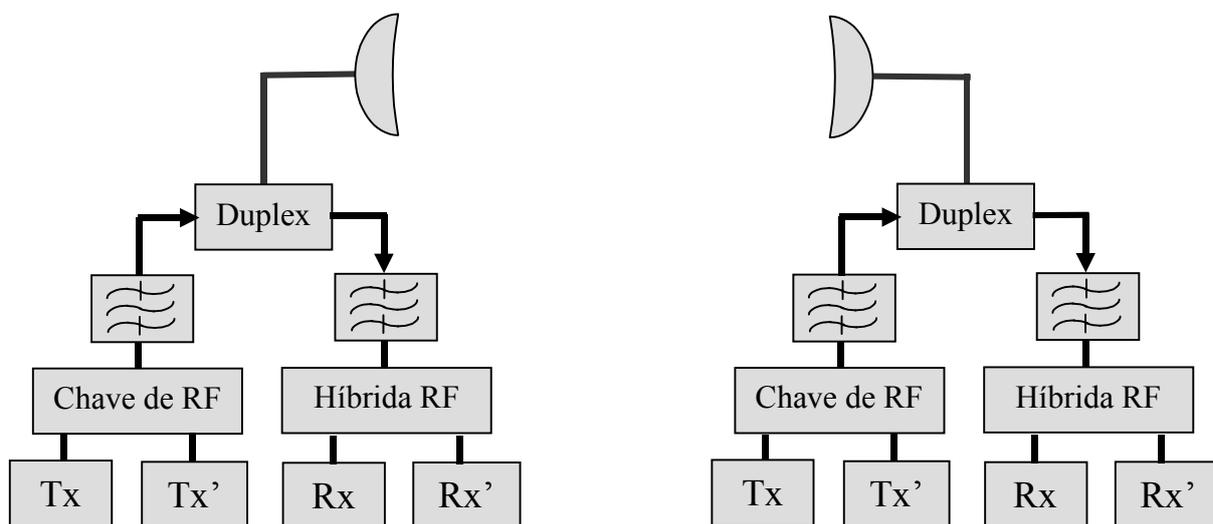


Figura 4.11 – Radioenlace com configuração duplex (1+0).

4.5.2. SISTEMAS (1+1) *HOT STANDBY* E (1+1) *TWIN PATH*

Dependendo da confiabilidade que se deseja alcançar em um sistema de radioenlace é necessário utilizar alguma redundância de equipamento a fim de evitar que uma falha possa tornar o enlace indisponível. Assim sendo, é comum configurações *protegidas*, ou configurações com proteção. A mais simples delas são os chamados sistemas 1+1, que podem ser do tipo *Hot Standby* (espera ligado) ou do tipo *Twin Path* (percursos gêmeos). As Figuras 4.12 e 4.13 apresentam os sistemas (1+1) *Hot Standby* e (1+1) *Twin Path*, respectivamente. As denominações Tx, Tx', Rx e Rx', representam o transmissor principal, o transmissor de proteção, o receptor principal e o receptor de proteção, respectivamente.

Figura 4.12 – Radioenlace com configuração (1+1) *Hot Standby*.

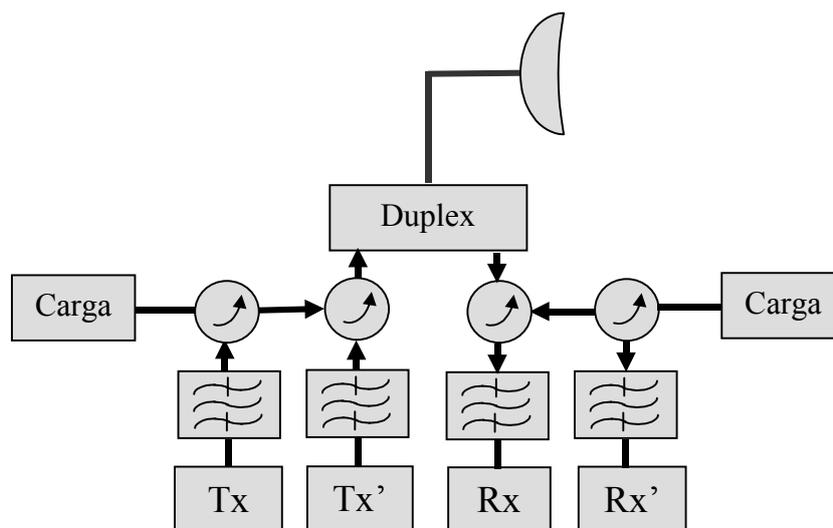


Figura 4.13 – Configuração (1+1) *Twin Path* de uma das estações de um radioenlace.

Enquanto na configuração (1+1) *Hot Standby* o sistema é comutado, isto é, o transmissor de proteção entra em funcionamento no lugar do transmissor principal por comutação, na configuração (1+1) *Twin Path* os transmissores operam em paralelo. No segundo caso, enquanto os equipamentos que compõem o sistema principal dão vazão a um tráfego prioritário, o sistema de proteção pode operar com um tráfego de prioridade mais baixa, enquanto ambos estiverem operando normalmente.

No caso de pane no sistema principal o tráfego prioritário é desviado para o sistema de proteção e o tráfego de menor prioridade é descartado até que o sistema principal volte a operar normalmente.

Os circuladores apresentados na Figura 4.14, juntamente com os filtros das transmissões e recepções formam os sistemas de derivação (*branching*). Os sistemas de derivação permitem que vários transmissores e/ou receptores sejam ligados ao mesmo duplexador que, por sua vez, está ligado a uma única antena. Seu funcionamento é descrito a seguir.

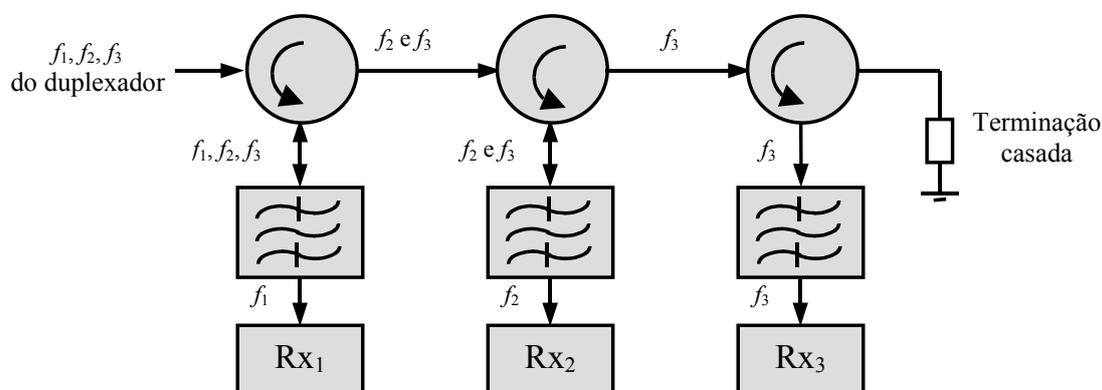


Figura 4.14 – Sistema de derivação com três tomadas.

Os filtros de Rx_1 , Rx_2 e Rx_3 são do tipo passa faixa ajustados para os canais centrados em f_1 , f_2 , e f_3 respectivamente. Fora da faixa de passagem de cada um o coeficiente de reflexão é alto, ou seja, o filtro torna-se reflexivo fora da faixa. Desta forma, os sinais centrados em f_1 , f_2 , e f_3 ingressam, através do circulador, no ramo de Rx_1 . Como o filtro de Rx_1 está centrado em f_1 , f_1 chega a Rx_1 enquanto f_2 , e f_3 são refletidos de volta para o circulador que os direciona para o segundo circulador. Através do segundo circulador, os sinais f_2 , e f_3 atingem o filtro de Rx_2 . Como o filtro de Rx_2 está centrado em f_2 , f_2 chega a Rx_2 enquanto f_3 é refletido de volta para o circulador que o direciona para o terceiro circulador. Através do terceiro circulador, o sinal centrado em f_3 alcança o receptor através do seu filtro de recepção.

4.5.3. SISTEMA (N +1)

Uma consequência da configuração (1+1) *Twin Path* é a configuração (n+1), apresentada na Figura 4.15. Tanto na configuração (1+1) *Twin Path* quanto na configuração (n+1) utiliza-se a distribuição dos equipamentos de forma a se obter perda uniforme ou compensação de perdas, ou seja, os canais que ficam mais próximos do duplexador na transmissão ficam mais afastados na recepção, de forma que todos os canais passam pelo mesmo número de circuladores considerando-se as duas extremidades do enlace.

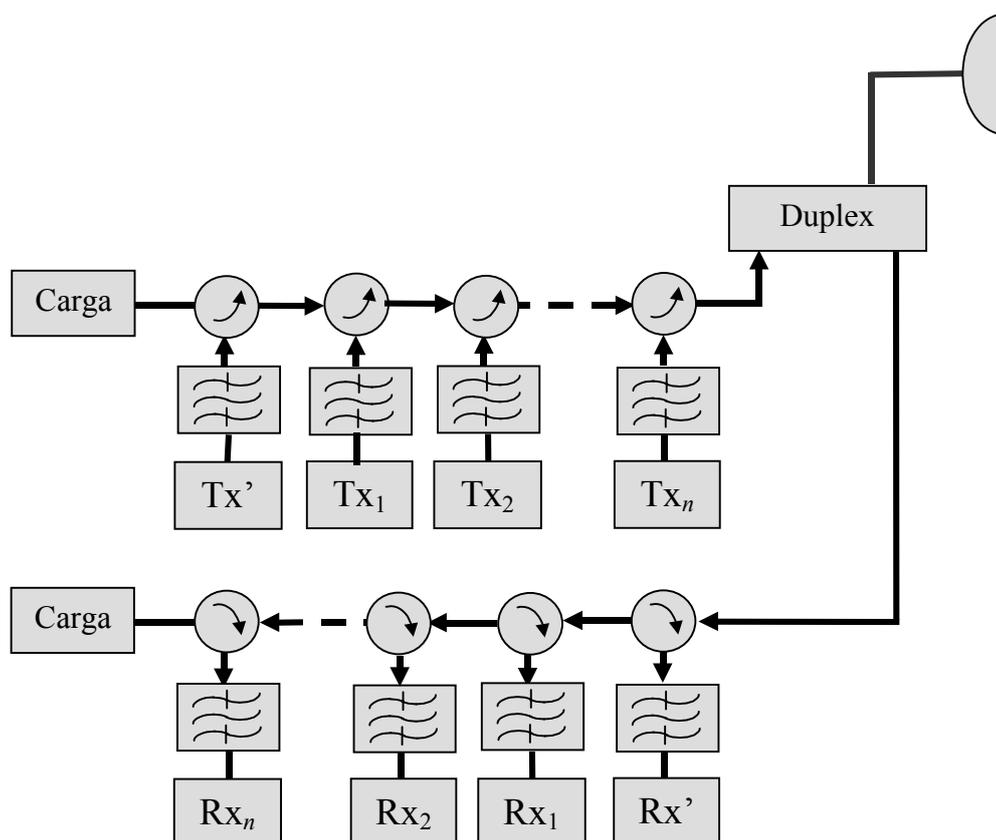


Figura 4.15 – Configuração (n+1) de uma das estações de um radioenlace.

4.5.4. SISTEMAS (N + 1) COM POLARIZAÇÃO CRUZADA

Nas faixas de frequências mais disputadas e entre localidades onde o tráfego é muito intenso pode ser necessário racionalizar o uso do espectro. Isso pode ser feito através da configuração $(n+2)$ com polarização cruzada, conforme está apresentado na Figura 4.16. Assim, para a mesma faixa de frequências pode-se obter o dobro no número de canais operando transmitindo-se, simultaneamente nas polarizações vertical e horizontal.

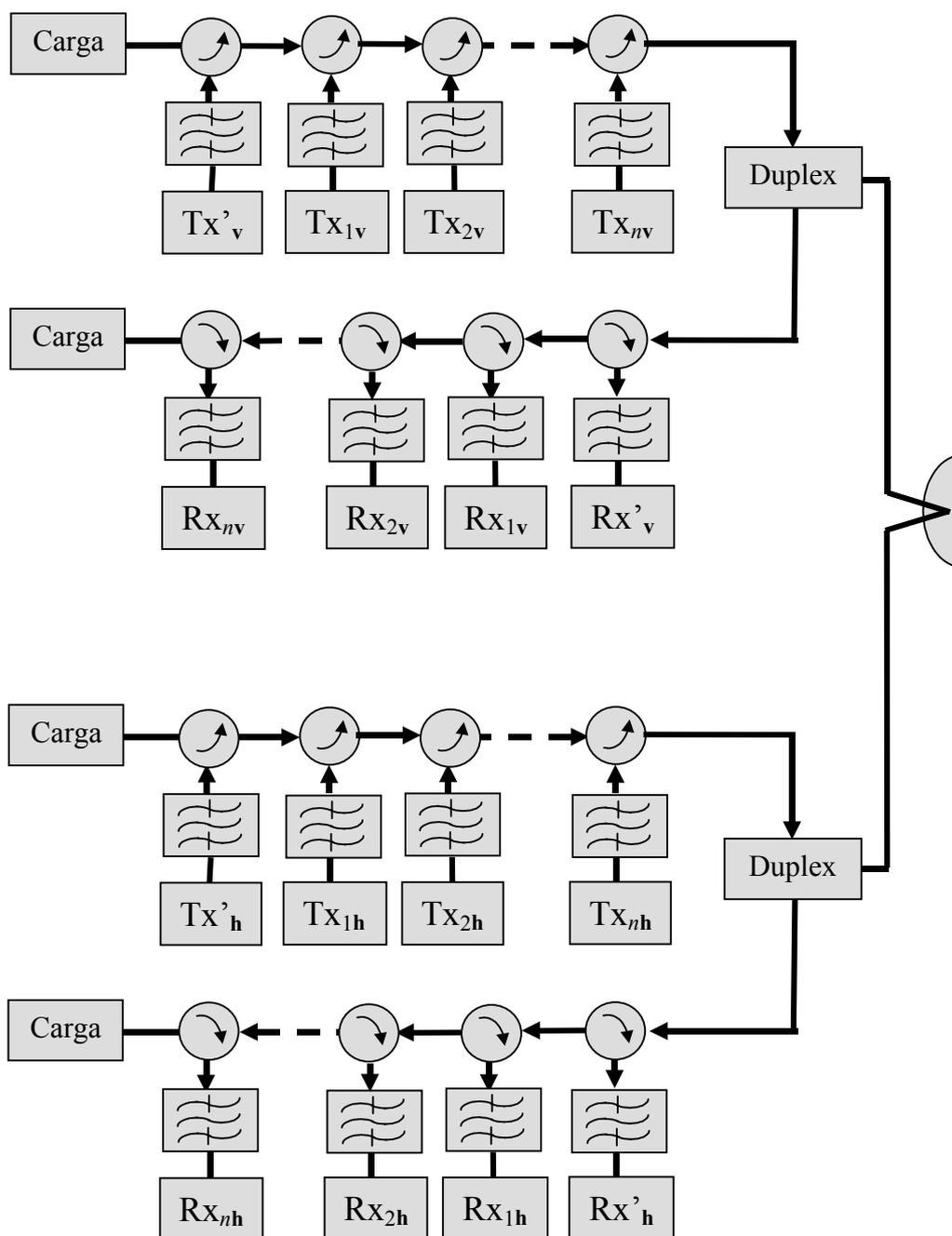


Figura 4.16 – Configuração $(n+2)$ com polarização cruzada uma das estações de um rádio enlace.

4.5.5. PERDAS EM DERIVADORES

Na ausência de dados precisos, as perdas em derivadores podem ser estimadas de acordo com o procedimento apresentado a seguir. Considere a configuração $N + 1$ apresentada a seguir.

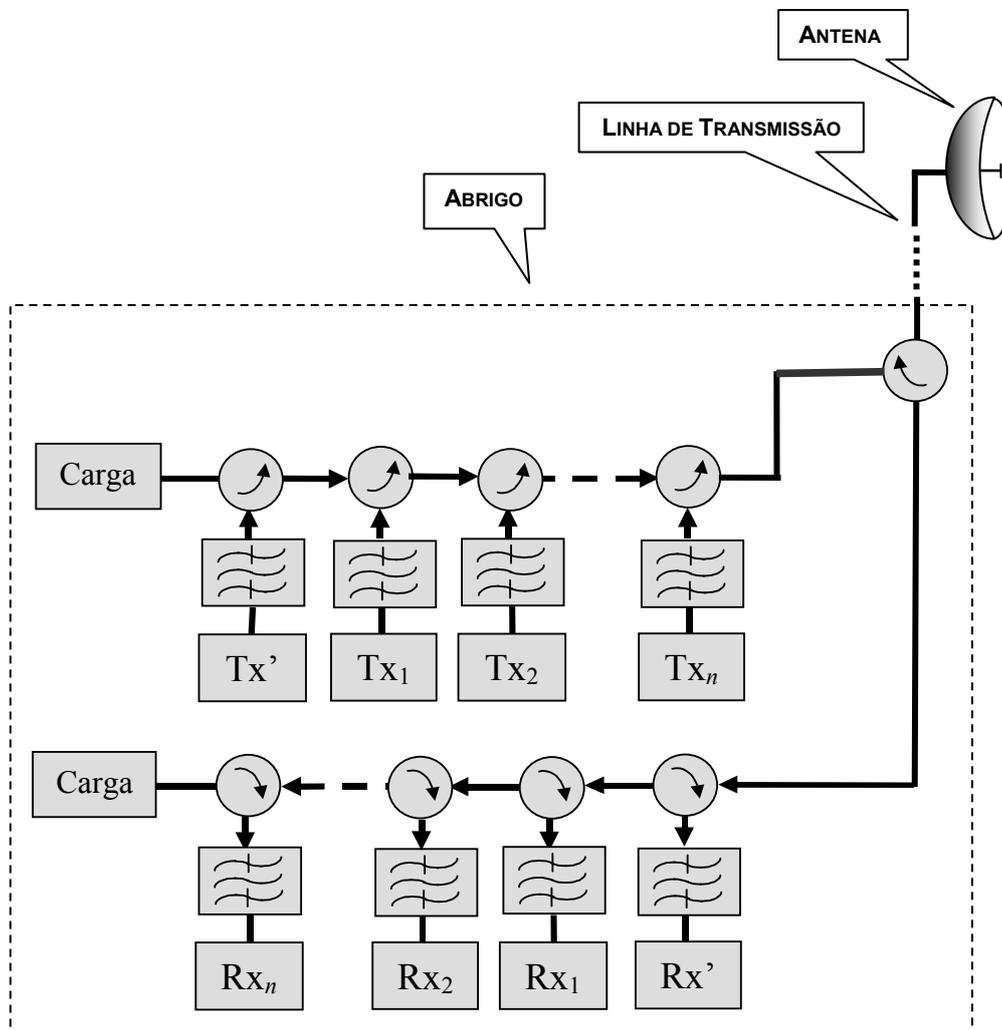


Figura 4.17 - Estimativa das perdas em derivadores.

Considerando a perda em cada filtro e em cada circulador igual 1,5 dB e 0,3 dB, respectivamente, as perdas em filtros e em circuladores podem ser calculadas, como:

$$A_f = \begin{cases} 1,5 \times 2 & \text{para sistemas } (1+0) \\ 1,5 \times 4 & \text{para sistemas } (N+n) > 1 \end{cases} \quad (4.14)$$

$$A_c = \begin{cases} 0,3 \times 2 & \text{para sistemas } (1+0) \\ 0,3 \times 2 \times (N+n) & \text{para sistemas } (N+n) > 1 \end{cases} \quad (4.15)$$

Admitindo que as perdas nas reflexões sejam desprezíveis, então a perda total nos derivadores torna-se:

$$A_d = A_c + A_f \quad (4.16)$$

ANEXO 4.1

CARACTERÍSTICAS MECÂNICAS DE ALGUNS CABOS COAXIAIS CF, LCF E HF [3]

Referência kmP	Condutor interno		Condutor externo		Dielétrico
	Tipo	Diâmetro externo	Tipo	Diâmetro interno	
CF 1/4"	Fio de cobre	2,4 mm	Tubo de cobre corrugado	6,4 mm	Espuma de Polietileno
CF 3/8"	Fio de cobre	3,0 mm	Tubo de cobre corrugado	8,3 mm	Espuma de Polietileno
LCF 1/2"	Fio de cobre	4,8 mm	Tubo de cobre corrugado	12,2 mm	Espuma de Polietileno
LCF 5/8"	Tubo de cobre liso	9,1 mm	Tubo de cobre corrugado	22,0 mm	Espuma de Polietileno
CF 1 5/8"	Tubo de cobre corrugado	16,0 mm	Tubo de cobre corrugado	42,5 mm	Espuma de Polietileno
HF 7/8"	Tubo de cobre liso	9,2 mm	Tubo de cobre corrugado	20,1 mm	Ar com hélice de Polietileno
HF 1 5/8	Tubo de cobre corrugado	18,6 mm	Tubo de cobre corrugado	40,0 mm	Ar com hélice de Polietileno
HF 3 1/8	Tubo de cobre corrugado	34,7 mm	Tubo de cobre corrugado	76,1 mm	Ar com hélice de Polietileno

ANEXO 4.2

CABOS COAXIAIS PARA MICROONDAS ATÉ 2,7 GHz

FREQÜÊNCIA - GHz	BITOLA	ROE (RL - dB)
0,95 - 1,85	5/8"	1,151 (23,1)
	7/8"	
	1 5/8	
1,7 - 2,3	7/8"	
	1 5/8	
2,3 - 2,7	7/8"	
	1 5/8	

ANEXO 4.3

**ATENUAÇÃO DE ALGUNS GUIAS DE ONDA ELÍPTICOS FLEXWELL®
2,7 GHz - 10 GHz [6]**

TIPO	FREQÜÊNCIA GHZ	FREQÜÊNCIA DE CORTE GHZ	ROE (PR - dB) MÁX	ATENUAÇÃO dB/100m		
				FAIXA BAIXA	FAIXA MÉDIA	FAIXA ALTA
E30	2,7 - 3,1	1,8	1,128 (24,4)	1,61	1,49	1,40
E38	3,6 - 4,2	2,4	1,15 (23,1)	2,37	2,20	2,08
EP38			1,083 (28,0)			
E46	4,4 - 5,0	2,88	1,15 (23,1)	2,92	2,80	2,73
EP46			1,083 (28,0)			
ES46		3,08	1,15 (23,1)	3,69	3,55	3,49
ESP46			1,073 (29,1)			
EP58	4,4 - 6,2	3,56	1,083 (28,0)	5,10	3,96	3,60
E60	5,6 - 6,425	3,65	1,15 (23,1)	4,15	3,95	3,80
EP60			1,062 (30,5)			
E65	5,9 - 7,125	4,01	1,15 (23,1)	4,9	4,5	4,25
EP65			1,062 (30,5)			
EP70	6,4 - 7,75	4,34	1,062 (30,5)	5,5	5,0	4,8
E78	7,1 - 8,5	4,72	1,15 (23,1)	6,2	5,8	5,6
EP78			1,062 (30,5)			
EP100	9,0 - 10,0	6,43	1,105 (26,0)	9,5	8,9	8,4

ANEXO 4.4

PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DE FILTROS PARA MICROONDAS ENTRE 1,4 GHz A 6 GHz. [8]

FAIXA	Nº DE SEÇÕES	FAIXA DE PASSAGEM	PERDA NA FAIXA DE PASSAGEM	REJEIÇÃO	PERDA DE RETORNO	
1,4 - 1,7 GHz	6	40 MHz	1,5 dB	40 dB @ 1,55 GHz ± 50 MHz	14 dB	
1,7 - 2,0 GHz				40 dB @ 1,85 GHz ± 50 MHz		
2,0 - 2,5 GHz				46 MHz		40 dB @ 2,25 GHz ± 54 MHz
2,5 - 3,1 GHz				52 MHz		40 dB @ 2,80 GHz ± 60 MHz
3,9 - 4,9 GHz				100 MHz		40 dB @ 4,40 GHz ± 200 MHz
4,9 - 6,0 GHz		150 MHz	2,0 dB	40 dB @ 5,45 GHz ± 300 MHz		

ANEXO 4.5**PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DE CIRCULADORES DE ALTO DESEMPENHO PARA MICROONDAS ENTRE 1,4 GHz A 6 GHz. [9]**

FAIXA	ISOLAÇÃO	PERDA POR INSERÇÃO	VSWR
1,4 - 1,6 GHz	23 dB	0,3 dB	1,15
1,6 - 1,8 GHz			
1,7 - 2,0 GHz			
2,0 - 2,3 GHz			
3,7 - 4,2 GHz	26 dB	0,15 dB	1,1
4,4 - 5,0 GHz			
5,4 - 5,9 GHz			
5,9 - 6,4 GHz			
7,5 - 10 GHz	23 dB	0,3 dB	1,15

EXERCÍCIOS

- 4.1. Considere os dados do cabo coaxial HF 7/8 apresentados no Anexo 1. Determine a atenuação no cabo para a frequência de operação igual a 3,5 GHz. Determine a frequência de corte para este cabo.
- 4.2. Determine a dimensão a para o guia retangular, o guia circular e o guia elíptico para a frequência de corte igual a 800 MHz nos modos de propagação dominante. Considere a relação $b/a = 0,52$ para o guia elíptico.
- 4.3. Considere um guia de onda retangular cuja dimensão a é igual a 100 mm. Determine o comprimento de onda e a velocidade de fase da onda guiada.
- 4.4. Considere que um filtro passa faixa para RF que apresenta uma $ROE = 1,5$ na faixa de passagem e $ROE = 100$ fora da faixa de passagem. Determine a perda por descasamento para um sinal dentro da faixa de passagem e a perda na reflexão para um sinal fora da faixa de passagem.
- 4.5. Considere um sistema radioenlace com configuração (7+1). Estime as perdas nos derivadores para este sistema.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SILVA, G.; BARRADAS, O. *Sistemas radiovisibilidade*. 2. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos S.A. 1978. 848 p.
- [2] CARR, J. J. *Microwave & wireless communications technology*. Newton, MA: Newnes. 1997. 436 p.
- [3] RFS kmP. *Catálogo de produtos - características elétricas em cabos coaxiais*. Embú. São Paulo.
- [4] JOHNSON, W. C. *Linhas de transmissão e circuitos*. Rio de Janeiro: Guanabara Dois. 1980. 359 p.
- [5] RFS. *CELLFLEX® Foam and HELIFLEX® Air Cables*. www.rfsworld.com/index.php. Acesso em 18/08/2006.
- [6] RFS. *FLEXWELL® Elliptical Waveguide*. www.rfsworld.com/index.php. Acesso em 18/08/2006.
- [7] MIYOSHI, E. M.; SANCHES, C. A. *Projetos de sistemas rádio*. 2. ed. São Paulo: Editora Érica Ltda., 2002. 534 p.
- [8] WAINWRIGHT Instruments GmbH. *Tunable Bandpass Filter*. www.rainwright-filters.com. Acesso em 18/08/2006.
- [9] DITOM Microwave Inc. *Microwave Isolators and Circulators*. www.ditom.com. Acesso em 18/07/2007.