

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

METODOLOGIA DE PROJETO PARA DIPLEXADORES DE SINAIS EM ONDAS MÉDIAS

**Gabriel Elias Silva Hamú
Urbano Lopes de Sousa Netto**

Brasília, agosto de 2010

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**METODOLOGIA DE PROJETO PARA
DIPLEXADORES DE SINAIS EM ONDAS
MÉDIAS**

**Gabriel Elias Silva Hamú
Urbano Lopes de Sousa Netto**

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro Eletricista

Banca Examinadora

Prof. Paulo Portela Carvalho, UnB/ ENE
(Orientador)

Prof. Antônio José Martins Soares, UnB/ ENE
(Examinador Externo)

Prof. Plínio Ricardo Ganime Alves, UnB/ ENE
(Examinador Externo)

Eng. Ismar do Vale Júnior, EBC
(Orientador Externo)

João Paulo Leite, UnB/ ENE
(Orientador)

Dedicatória(s)

Dedico esse trabalho aos meus pais que estiveram me apoiando durante toda minha vida.

Gabriel Elias Silva Hamú

Dedico esse trabalho aos meus pais e irmãos.

Urbano Lopes de Sousa Netto

Agradecimentos

Primeiramente agradeço aos meus pais, Sérgio e Leila, que sempre que formaram meu caráter sempre me apoiando e servindo de exemplo. A toda minha família que sempre me deram apoio.

Ao professor Paulo Henrique de Carvalho Portela pelo apoio e orientação no desenvolvimento do trabalho. A todos que deram suporte no desenvolvimento das etapas do projeto. Gostaria também de agradecer o professor Antonio José Martins Soares que nos ajudou sempre que foi preciso. Ao Ismar do Vale Júnior que proporcionou o desenvolvimento do projeto, assim como apoio durante todo o trabalho. Ao João Paulo pela orientação no desenvolvimento do trabalho.

E a todos meus amigos que sempre estiveram comigo ao longo do curso nos estudos e nos momentos de descontração.

Gabriel Elias Silva Hamú

Agradeço a todas as pessoas que de alguma forma contribuíram para conclusão dessa longa jornada.

Urbano Lopes de Sousa Netto

RESUMO

A necessidade de se reduzir custos na implantação de uma nova rádio faz com que se use diplexadores para a transmissão de dois sinais por uma mesma antena. A partir dessa motivação, o presente trabalho apresenta uma metodologia para projetos de diplexadores.

Foi criada uma metodologia para projetos que se inicia pela determinação da impedância da antena, que uma vez determinada permite o projeto teórico e a otimização do circuito a partir de ferramentas computacionais. Com o projeto pronto parte-se para a realização das montagens e das melhores práticas de construção.

O desenvolvimento desse trabalho teve sua origem a partir de um estudo de caso surgido na EBC (Empresa Brasil de Comunicação) que teve a necessidade de construir um diplexador para transmissão dos sinais da Rádio Nacional 980 kHz e da Rádio MEC 800 kHz por uma mesma antena.

ABSTRACT

The need of reducing costs in the implementation of new radio stations makes the use of diplexers a good design option, since it is possible to transmit the signals from different stations using the same antenna. Under this motivation, this work presents a methodology for the design of diplexers.

The proposed methodology begins with the specification of the antenna impedance, what allows the theoretical project and optimization of the circuit via computational tools. After this step, ways to perform the assembly and its related good practices are discussed.

The development of this work originated from a case study appeared in the EBC (*Empresa Brasil de Comunicação*) who had the need to build a diplexer for transmitting signals from Radio National (980 kHz) and Radio MEC (800 kHz) by the same antenna .

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
2 ANTENAS PARA ONDAS MÉDIAS	4
2.1 TEORIA DE ANTENAS	4
2.1.1 ONDAS MÉDIAS	4
2.1.2 IONOSFERA	4
2.1.3 O PROBLEMA DA IRRADIAÇÃO	5
2.2 IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DA ANTENA DE ONDA MÉDIA	7
2.2.1 RAIOS EQUIVALENTE	8
2.2.2 RESULTADOS TEÓRICOS	8
2.3 SIMULAÇÃO DA ANTENA CILÍNDRICA	9
2.4 MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	11
2.4.1 PONTE DE WEATHSTONE	11
2.4.2 PROCEDIMENTOS PARA MEDIÇÕES	12
2.4.3 RESULTADOS MEDIDOS	13
2.5 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS	16
2.6 CONCLUSÃO	19
3 PROJETO TEÓRICO DO DIPLEXADOR PARA ONDAS MÉDIAS	21
3.1 DIPLEXADOR	21
3.2 PARÂMETRO ESPALHAMENTO	22
3.2.1 REDES RECÍPROCAS	23
3.2.2 CURVA PARÂMETRO S X FREQUÊNCIA	23
3.3 CASADOR DE IMPEDÂNCIAS	24
3.3.1 CASADOR TIPO L	25
3.4 FILTROS PASSA/REJEITA	28
3.5 DIPLEXADOR CALCULADO	34
3.6 CONCLUSÃO	35
4 PROJETO OTIMIZADO DO DIPLEXADOR	36
4.1 GENESYS	36
4.1.1 MÉTODO DO GRADIENTE	37
4.2 VOLTAGE STANDING WAVE RATIO (VSWR)	38
4.3 IMPEDÂNCIA DA ANTENA	38
4.4 CASADORES E FILTROS	40
4.5 BRAÇO	41
4.6 DIPLEXADOR	44
4.7 ANÁLISE DO DIPLEXADOR TEÓRICO	47
4.8 CONCLUSÃO	48
5 MONTAGENS E AJUSTES	50
5.1 ANÁLISE DAS CONDIÇÕES PRÉ-EXISTENTES	50
5.2 NR-10	53
5.3 MONTAGEM	54
5.3.1 CAIXA METÁLICA	54
5.3.2 CONEXÕES	56
5.3.3 PROTEÇÃO E MEDIÇÃO	56
5.3.3 ISOLADORES	56
5.3.4 CENTELHADOR	57
5.3.5 ATERRAMENTO	57
5.3.5 ARRANJO DOS EQUIPAMENTOS	58
5.4 PROCEDIMENTOS PARA AJUSTE	58
5.6 CONCLUSÃO	58
6 CONCLUSÃO	59

LISTA DE FIGURAS

1.1	Foto da antena da EBC	2
1.2	Foto da antena com os 12 estais em quatro níveis	2
2.1	Esquemático das camadas da ionosfera durante o dia e a noite	5
2.2	Impedância teórica	9
2.3	Modelo para antena cilíndrica	10
2.4	Impedância simulada	10
2.5	Ponte de weathstone.....	11
2.6	Medição da impedância da antena	13
2.7	Primeira série de medidas.....	14
2.8	Segunda série de medidas	15
2.9	Aproximação polinomial de 3ª ordem	16
2.10	Comparação das resistências	17
2.11	Comparação das reatâncias	17
2.12	Efeito do aumento da altura elétrica na resistência	18
2.13	Efeito do aumento da altura elétrica na reatância	19
3.1	Diagrama de blocos do diplexador	20
3.2	Campo elétrico de um guia de onda retangular no modo TE ₁₀ . Adaptado de [12] ..	21
3.3	Rede arbitrária de N portas. Adaptado de [12]	21
3.4	Exemplo de análise de parâmetro S.	23
3.5	Esquema de transmissão	23
3.6	As duas formas de casamento tipo L	24
3.7	Casadores teóricos do diplexador.....	27
3.8	Resposta em frequência dos filtros mais usuais	28
3.9	Filtro para ressonância	28
3.10	Filtro passa/rejeita.....	29
3.11	Topologia do circuito para $\omega T < \omega R$	30
3.12	Topologia do circuito para $\omega T > \omega R$	30
3.13	Filtros calculados teoricamente.....	32
3.14	Diplexador calculado teoricamente.....	33
4.1	Tabela da impedância de entrada da antena	41
4.2	Casadores otimizados.....	42
4.3	Filtros otimizados	43
4.4	Braço de 800 kHz	44

4.5	Braço de 980 kHz	44
4.6	Braço 800 kHz - Parâmetro S (dB) x Frequência (kHz)	45
4.7	Braço 800 kHz - Parâmetro S (dB) x Frequência (kHz)	46
4.8	Diplexador otimizado	47
4.9	Diplexador - Parâmetro S (dB) x Frequência (kHz).....	48
4.10	Diplexador Teórico - Parâmetro S (dB) x Frequência (Hz)	49
5.1	Conexão dos transmissores no cabo coaxial	51
5.2	Início do cabo coaxial.....	52
5.3	Linha de transmissão, abrigo do casador e a torre	52
5.4	Parte interna do abrigo.....	53
5.5	Casador existente.....	53
5.6	Conexão do casador com a torre	54
5.7	Vista da caixa metálica do braço de 800 kHz	56
5.8	Vista dos componentes lineares do braço de 800 kHz	56
5.9	Isolador de fibra de vidro.....	58
5.10	Esfera do centelhador	58

LISTA DE TABELAS

3.1	Tabela para definição de C_1	32
4.1	Parâmetros dos braços otimizados	42
4.2	Parâmetros S_{21} dos braços otimizados.....	43
4.3	Parâmetros de casamento do diplexador otimizado	45
4.4	Parâmetros de filtragem dos diplexador otimizado	45
4.5	Parâmetros de casamento do diplexador teórico	46
4.6	Parâmetros de filtragem do diplexador teórico.....	46
4.7	Parâmetros obtidos para transmissão do sinal em 800 kHz	47
4.8	Parâmetros obtidos para transmissão do sinal em 980 kHz	47

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos

A_e	Altura Elétrica	[°]
S_{ij}	Parâmetro Espalhamento i, j.	[dB]
ω	Velocidade Angular	[radianos/segundo]
F_T	Frequência Transmitida	[Hz]
F_R	Frequência Rejeitada	[Hz]

Símbolos Adimensionais

Γ_L	Coeficiente de Reflexão
------------	-------------------------

Siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
EBC	Empresa Brasil de Comunicação
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
ROE	Relação de Ondas Estacionárias
RF	Rádio Frequência

1 INTRODUÇÃO

Um dos fatores que se deve contabilizar antes de colocar uma nova emissora em operação reside no custo para sua instalação, dentre os quais o terreno contribui com uma fatia considerável. Além de ser bem localizado deve possuir área grande para instalação do sistema irradiante incluindo a torre de transmissão e todas as obras de infra-estrutura e os gastos com equipamentos necessários para a transmissão.

Para reduzir esses custos, pode-se optar pelo compartilhamento de um sistema irradiante já instalado e em operação por outra emissora na mesma localidade. Para o compartilhamento ser viável é necessário fazer-se uso de um multiplexador. Os multiplexadores, também chamados de diplexadores, têm como objetivo transmitir mais de um sinal por uma mesma antena sem que eles se interfiram. O trabalho apresenta uma metodologia de projeto e implementação de um diplexador.

Em razão da necessidade da EBC (Empresa Brasil de Comunicação) de instalar um diplexador para permitir o compartilhamento de uma torre irradiante por dois sinais de ondas médias, e por não se conseguir obter bibliografias suficientes para auxílio no projeto e montagem do equipamento se fez necessário desenvolver um trabalho em que se apresentasse uma metodologia de projeto de diplexadores, que fosse estendida a qualquer caso.

A EBC possui duas torres irradiantes de ondas médias para cobertura em Brasília: uma situada no Setor de Indústrias e Abastecimento e a outra no Setor Militar Urbano. O diplexador será instalado na primeira que hoje transmite o sinal da Rádio Nacional (980 kHz).

A antena que será usada para transmitir os dois sinais é apresentada na Fig. 1.1. Ela possui 93 metros de altura, com base quadrada de 1,2 metros e é sustentada por 12 estais em quatro níveis como pode ser visto na Fig. 1.2. A fim de simular um plano condutor perfeito, existem 120 radiais de cobre nu, cada um com 153 metros de comprimento, dispostos horizontalmente e enterrados no chão a uma profundidade de 25 cm.



Fig. 1.1. Foto da antena da EBC.

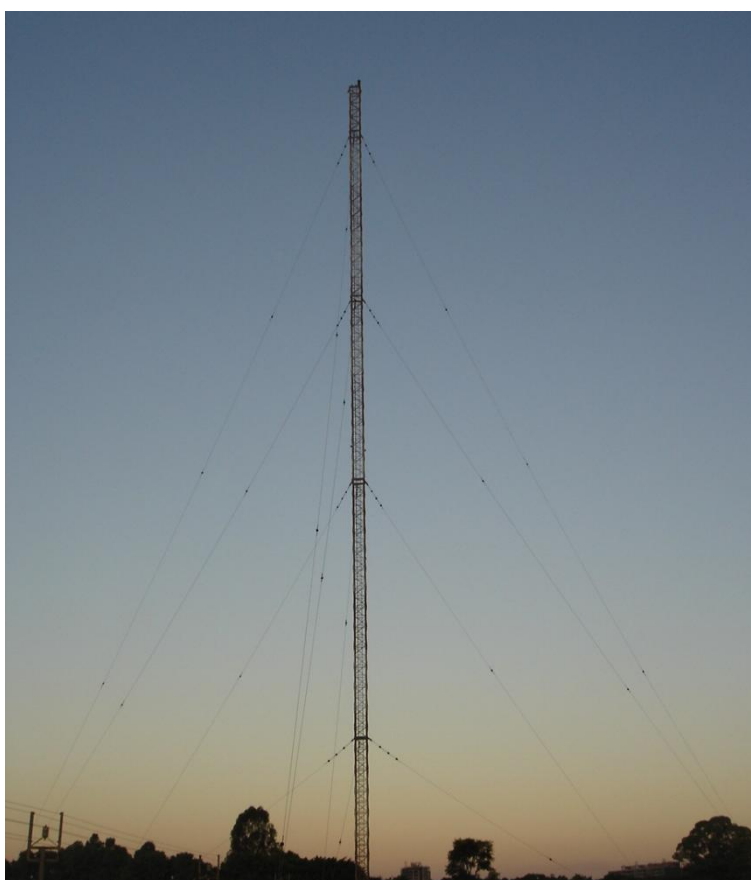


Fig. 1.2. Foto da antena com os 12 estais em quatro níveis.

Devido à necessidade de um método para projetos de diplexadores, neste trabalho será apresentada uma metodologia para projeto e montagem, assim como o estudo de caso para o diplexerador da EBC.

O trabalho foi dividido em quatro capítulos. O capítulo dois aborda o funcionamento de uma antena de ondas médias e como estimar e calcular a sua impedância de entrada, que será usada para o projeto do diplexador.

O capítulo três apresenta o funcionamento de cada componente do diplexador e a forma com os mesmos devem ser dimensionados visando atingir as características esperadas do projeto. Será possível compreender o que se espera do sistema.

Como no desenvolvimento teórico do projeto não são consideradas as interferências mútuas entre os dois transmissores do diplexador, no capítulo quatro será apresentada uma metodologia que utiliza ferramentas computacionais para otimizar os elementos do circuito de forma a se obter melhor eficiência do sistema.

O capítulo cinco apresenta a forma utilizada no trabalho para realizar as montagens e ajustes que devem ser feitos em campo, assim como os resultados obtidos com diplexador montado e em funcionamento.

Espera-se com esse trabalho obter uma metodologia que seja suficiente para projetos de novos diplexadores.

2 ANTENAS PARA ONDAS MÉDIAS

O entendimento do funcionamento das antenas é de fundamental importância para a transmissão dos sinais, e o primeiro passo para o desenvolvimento de um Diplexador.

2.1 TEORIA DE ANTENAS

Para falar-se de antenas primeiramente tem-se que falar sobre princípios de radiação. A comunicação entre seres humanos durante o decorrer da história foi evoluindo de uma comunicação sonora (vocálica) para formas visuais, essas que utilizam o espectro eletromagnético visível, para ondas eletromagnéticas que não fazem parte do espectro visível. Esse tipo de radiação é produzido através de um distúrbio no campo eletromagnético que se propaga para além da fonte. Fontes de corrente variantes no tempo são responsáveis por tais distúrbios que se propagam. Antenas são dispositivos que possibilitam produzir e receber tais distúrbios.

2.1.1 ONDAS MÉDIAS

Ondas médias são ondas eletromagnéticas que estão inseridas no espectro entre as frequências de 300 kHz e 3 MHz, sendo que os comprimentos de onda variam entre 100 e 1000 metros.

No Brasil a regulamentação para radiodifusão em ondas médias, permite a exploração de frequências que estão entre 525 kHz e 1705 kHz e são liberadas bandas de transmissão de 10 kHz.

A propagação de ondas médias no período diurno acontece por meio de ondas de superfície, isto é, ondas que se propagam pela superfície terrestre ou bem próxima dela, já durante a noite são propagadas tanto pela superfície como também refletida na ionosfera fazendo com que o sinal tenha um maior alcance.

2.1.2 IONOSFERA

Em uma região que se estende desde uma altura de aproximadamente 50 km até acima de 500 km, algumas das moléculas da atmosfera são ionizadas pela radiação do sol para produzir um gás ionizado. Esta região é chamada de ionosfera.

A ionização é o processo em que os elétrons, que são negativamente carregados, são removidos ou unidos a átomos ou moléculas neutras para formar íons carregados positivamente ou negativamente e elétrons livres. São estes íons que dão seu nome à ionosfera, mas são os elétrons muito mais leves e que se movem mais livremente que são importantes em termos de propagação de ondas de rádio em alta frequência. Geralmente, quanto maior o número de elétrons, mais elevadas as frequências que podem ser utilizadas.

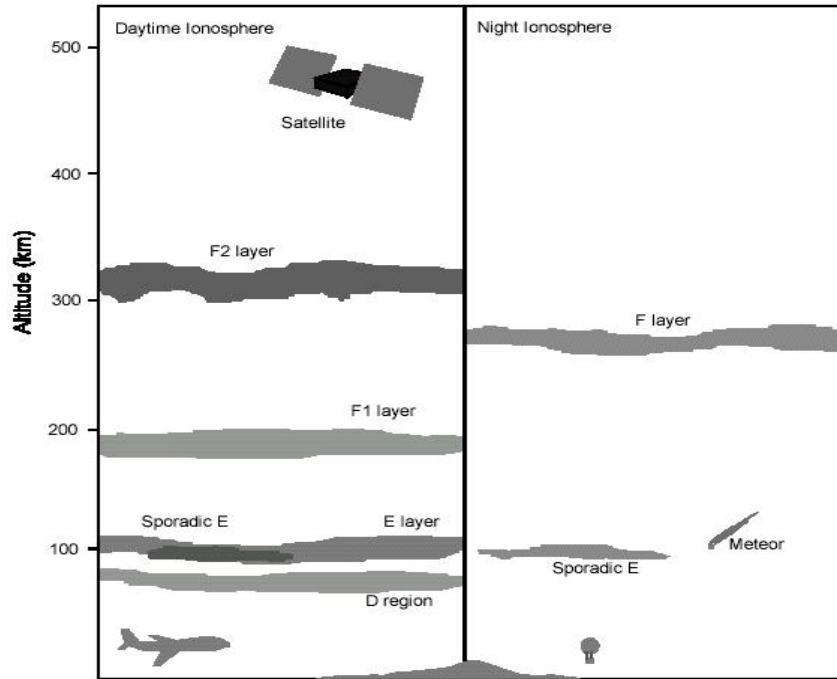


Fig. 2.1. Esquemático das camadas da ionosfera durante o dia e a noite.

Durante o dia a camada D da ionosfera funciona como um grande atenuador de RF (rádio frequência), por ser uma camada de baixa energia, não possibilitando a reflexão ionosférica. Já durante a noite as camadas D e E se desfazem e a camada F1 e F2 se juntam formando a camada F, que funciona como um espelho refletor, propiciando até mesmo uma comunicação de maior alcance. [21]

2.1.3 O PROBLEMA DA IRRADIAÇÃO

É sabido que a descrição matemática para os campos elétricos e magnéticos irradiados por estruturas pode ser feita a partir das equações de Maxwell, que na forma fasorial podem ser escritas como [15]:

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

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \mathbf{J}, \quad ((2.2))$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon}, \quad ((2.3))$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0, \quad ((2.4))$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -j\omega\rho. \quad ((2.5))$$

Para se obter uma solução desse conjunto de equações iremos introduzir variáveis, sendo \mathbf{A} o vetor de potencial magnético.

Tem-se a identidade vetorial que nos diz que $\nabla \cdot \nabla \times \mathbf{A} = 0$ para qualquer \mathbf{A} e como $\nabla \cdot \mathbf{H} = 0$

$$H = \frac{1}{\mu} \nabla \times A. \quad (2.6)$$

Substituindo a Eq. (2.6) na Eq. (2.1) tem-se:

$$\nabla \times (E + j\omega A) = 0. \quad (2.7)$$

Sabendo a identidade vetorial $\nabla \times \nabla N = 0$, define-se:

$$E + j\omega A = -\nabla \Phi. \quad (2.8)$$

Substituindo a Eq. (2.7) na Eq. (2.8) e ciente de que $\nabla \times \nabla \times N = \nabla(\nabla \cdot N) - \nabla^2 N$, chega-se a:

$$\nabla^2 A + \omega^2 \mu \epsilon A - \nabla(j\omega \mu \epsilon \Phi + \nabla \cdot A) = -\mu J. \quad (2.9)$$

Para a completa especificação do vetor de potencial magnético é necessário que seja determinado o seu divergente, utilizando a condição de Lorentz:

$$\nabla \cdot A = -j\omega \epsilon \Phi. \quad (2.10)$$

Com isso a Eq. (2.9) se reduz a:

$$\nabla^2 A + \omega^2 \mu \epsilon A = -\mu J. \quad (2.11)$$

A Eq. (2.11) pode ser resolvida uma vez que a distribuição de corrente é especificada, portanto:

$$E = -j\omega A - j \frac{\nabla(\nabla \cdot A)}{\omega \mu \epsilon}. \quad (2.12)$$

Expandindo a Eq. (2.11):

$$\begin{aligned} \nabla^2 A_X + \beta^2 A_X &= -\mu J_X, \\ \nabla^2 A_Y + \beta^2 A_Y &= -\mu J_Y, \\ \nabla^2 A_Z + \beta^2 A_Z &= -\mu J_Z \text{ em que } \beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

As três equações são iguais em forma, portanto resolvendo uma chega-se a solução das outras de forma análoga. Utilizando a função delta de Dirac para representar uma solução para uma fonte pontual, a Eq. (2.11) fica:

$$\nabla^2 \psi + \beta^2 \psi = -\delta(x)\delta(y)\delta(z). \quad (2.14)$$

Como a função delta de Dirac é zero em todos os pontos exceto na origem, a Eq. (2.14) pode ser escrita como:

$$\nabla^2 \psi + \beta^2 \psi = 0, \quad (2.15)$$

que é conhecida como a Equação de Helmholtz. Por causa da simetria esférica o Laplaciano é escrito em coordenadas esféricas. A solução física encontrada é:

$$\psi = \frac{e^{-j\beta|r-r'|}}{4\pi|r-r'|}, \quad (2.16)$$

em que r é a distância entre o ponto de observação e a origem e r' a distância entre a fonte e a origem.

Para uma solução mais geral, com uma distribuição de corrente em um elemento contínuo tem-se que:

$$A = \iiint_{v'} \mu J \frac{e^{-j\beta|r-r'|}}{4\pi|r-r'|} dv', \quad (2.17)$$

em que v' é o volume que contém a distribuição de corrente.

2.2 IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DA ANTENA DE ONDA MÉDIA

Para se chegar à impedância de entrada da antena alguns métodos podem ser utilizados. Como a antena a ser utilizada neste trabalho é um monopolo sobre um plano condutor perfeito é possível provar que sua impedância é a mesma que a de um dipolo com duas vezes a altura [15]. Uma formulação capaz de fornecer a impedância do dipolo cilíndrico é através do método da força eletromotriz induzida que foi apresentado por [16] em 1932.

O método que irá ser utilizado neste trabalho foi desenvolvido por [14] em que se assume uma distribuição de corrente senoidal ao longo da antena cilíndrica e pode ser calculada a partir das Eq. (2.18) e (2.19).

$$\begin{aligned} R_C = 15 \{ & \{1 - \cot^2 G\} \{C + \log(4G) - C_i(4G)\} \\ & + 4\cot^2 G \{C + \log(2G) - C_i(2G)\} \\ & + 2\cot G \{S_i(4G) - S_i(2G)\} \}, \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} X_C = 15 \left[2\cot G \left\{ C - \log \frac{G}{(2\pi s/\lambda)^2} + C_i(4G) - 2C_i(2G) \right\} \right. \\ \left. - \{S_i(4G) - S_i(2G)\} \{ \cot^2 G - 1 \} + \frac{2S_i(2G)}{\sin^2 G} \right], \end{aligned} \quad (2.19)$$

em que R_C é a resistência de entrada da antena, X_C a reatância de entrada da antena, G é a altura elétrica da antena dada por $2\pi h/\lambda$, C é a constante de Euler que é igual a 0,5772, s é o raio do monopolo e $C_i(x)$ e $S_i(x)$ são as funções cosseno-integral e seno-integral que são definidas como:

$$C_i(x) = \int_x^\infty \frac{\cos(t)}{t} dt, \quad (2.20)$$

$$S_i(x) = \int_0^{\infty} \frac{\text{sen}(t)}{t} dt. \quad (2.21)$$

Com isso pode-se estimar teoricamente a impedância de entrada de uma antena cilíndrica.

2.2.1 RAI0 EQUIVALENTE

É sabido que monopolos que possuem área de seção transversal do tipo polígono regular podem ser aproximados por antenas cilíndricas com um raio equivalente [4]. Como no caso em estudo se tem uma antena de seção transversal quadrada, será apresentado o método para conversão de áreas afim de que seja possível estimar a impedância da antena.

O raio equivalente pode ser calculado como:

$$r_{eq} = n\Gamma(1 + 2/n) \frac{d}{\{[\Gamma(0,5 + 1/n)]^2 2^{1+4/n}\}}, \quad (2.22)$$

em que r_{eq} é o raio equivalente de um polígono regular, n é o número de lados do polígono, d o tamanho do lado do polígono e $\Gamma(x)$ é a função Gama, definida pela Eq. (2.23):

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt. \quad (2.23)$$

Para o caso em estudo a antena tem uma área de seção transversal quadrada e lado igual a 1,2 metros, com isso chega-se a um r_{eq} é igual a 0,7082 metros.

2.2.2 RESULTADOS TEÓRICOS

Agora é possível calcular a impedância de entrada da antena do estudo de caso, uma vez que já se tem determinado o raio equivalente da antena e a formulação para o cálculo teórico. Sabendo que o diplexador trabalhará nas frequências de 800 kHz e 980 kHz, determinar-se-á a impedância para o intervalo de 700 kHz a 1000 kHz. Os resultados são apresentados na Fig. 2.2.

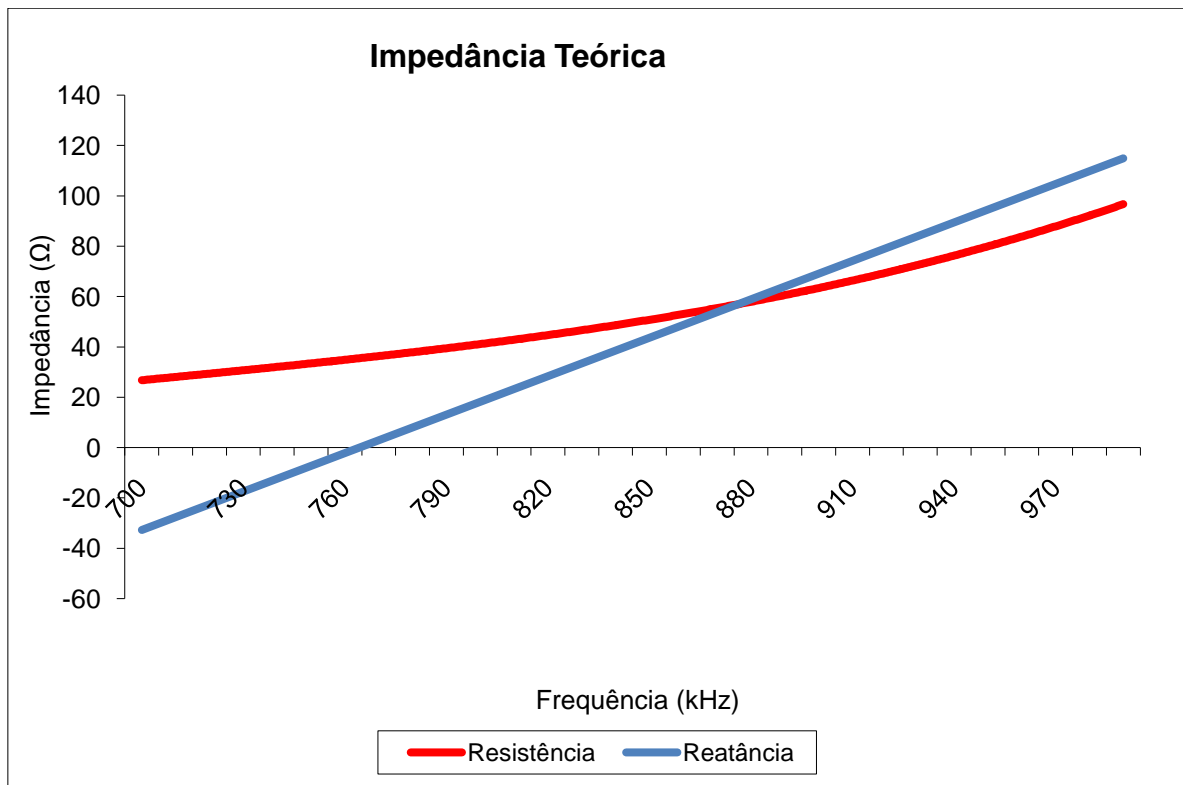


Fig. 2.2. Impedância teórica.

2.3 SIMULAÇÃO DA ANTENA CILÍNDRICA

Para se obter resultados mais confiáveis e confirmar o modelo teórico proposto, será simulada a torre da EBC. Para tanto, se aproximou a antena da EBC por uma antena cilíndrica e foi utilizado o software FDTD STUDIO desenvolvido em [17] para simular a antena. O programa foi desenvolvido na linguagem de programação C++ e utiliza o método de diferenças finitas, proposto primeiramente por Yee [18], que é um método numérico que pode ser utilizado para a resolução de equações diferenciais parciais. No caso em questão o conjunto de equações resolvido são as equações de Maxwell para estruturas irradiantes. Definida a topologia da antena, pode-se obter seu campo elétrico e campo magnético, assim como sua impedância de entrada, que é o desejado.

Para a simulação da torre, foi desenhado um cilindro com 93 metros de altura com 0,708 metros de raio, como foi calculado em 2.2.1. Visando simular o plano condutor foi utilizado um cilindro com raio de 120 metros e altura desprezível. O plano condutor foi colocado centralizado na base do cilindro como ilustrado em Fig. 2.3.

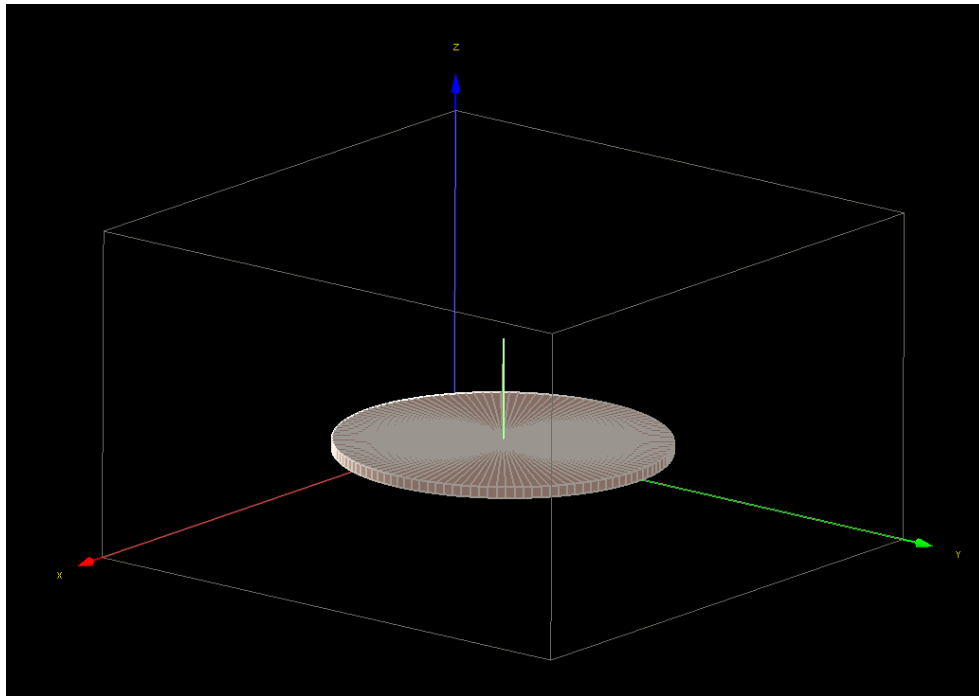


Fig. 2.3. Modelo para antena cilíndrica.

Os resultados de impedância obtidos para a simulação da antena estão apresentados no gráfico da Fig. 2.4.

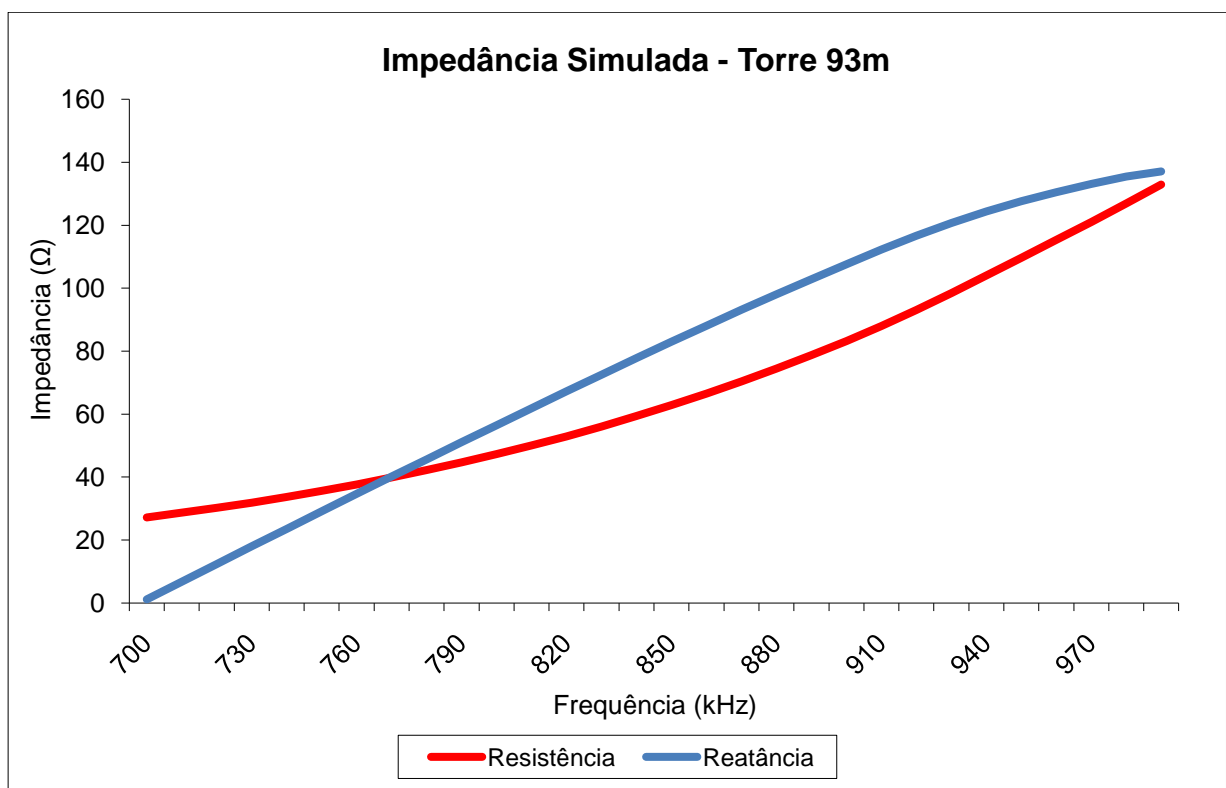


Fig. 2.4. Impedância simulada.

2.4 MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

Geralmente quando surge a necessidade de se projetar um diplexador já existe uma torre instalada e em funcionamento, como é o caso da antena da EBC estudada, que já possui um sinal que é transmitindo a 980 kHz e também se deseja transmitir sinal em 800 kHz. Agora será abordado um método para medição da impedância de entrada da antena existente.

Para a realização das medidas de impedância da antena é necessária que o sistema não esteja operando, devido a questões de segurança e exigência dos equipamentos de medição que serão utilizados [10]. Surge o primeiro problema nas medições, visto que geralmente o sistema já está em operação e a sua parada pode prejudicar a rádio assim como os ouvintes.

Para contornar esse problema é necessário entrar em acordo com a emissora para realização do desligamento do sistema por um período de aproximadamente duas horas, tempo gasto para realização das medidas com segurança.

A EBC também possui outra torre no parque de transmissão do Rodeador que devido à distância não tem cobertura suficiente para Brasília, porém a noite com a propagação na ionosfera ela pode cobrir a transmissão da torre estudada. Então as medidas foram realizadas a noite para que a rádio não saísse do ar.

Será apresentada uma metodologia para realização das medias em 2.4.2 baseado no princípio da ponte de weathstone.

2.4.1 PONTE DE WEATHSTONE

Trata-se de um método utilizado para mensurar a resistências elétricas. A ponte de wheatstone é composta por um gerador, um galvanômetro (instrumento usado para medir correntes elétricas ou diferenças de potenciais) e uma rede de quatro resistores, sendo três deles conhecidos [2].

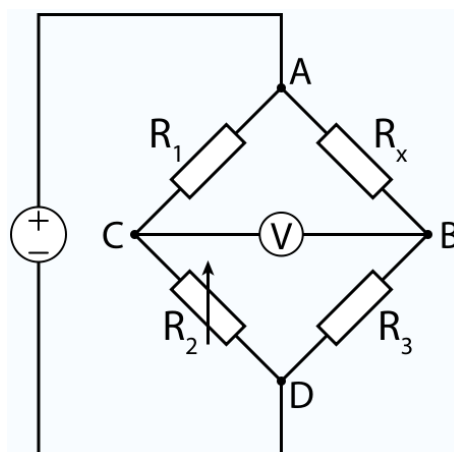


Fig. 2.5. Ponte de weathstone.

Para se determinar o valor da resistência desconhecida, as outras três resistências devem ser ajustadas de tal forma que o valor da corrente no galvanômetro seja igual a zero. Como os resistores estão associados em paralelo utiliza-se o princípio da proporcionalidade, dado pela Eq. (2.24), para se

obter o valor de R_x a partir da resistência variável R_2 . O esquema de ligação da ponte é apresentado na Fig. 2.5.

$$R_x = \frac{R_1 * R_3}{R_2} \quad (2.24)$$

O mesmo procedimento é feito para encontrar a reatância, utilizando três reatâncias conhecidas. Porém é necessária uma ponte para cargas capacitivas e outra para indutivas, devendo ser indicado no equipamento que tipo de carga se trata.

Os equipamentos utilizados para as medições da impedância da torre empregam o princípio da ponte de wheatstone. É utilizado um gerador de funções (RG-4 *Receiver/Generator*), que possibilita a medição da impedância para diversas faixas de frequência e uma ponte de wheatstone (*Model OIB-3*) para medir a impedância de entrada da antena. Ambos são equipamentos fabricados pela Delta Electronics e suas especificações se encontram no Anexo I.

2.4.2 PROCEDIMENTOS PARA MEDIÇÕES

Para realização das medições, primeiramente o sistema deve ser devidamente desenergizado conforme procedimento descrito na seção 5.2.

Uma vez desenergizado, pode se iniciar as medidas. É importante a raspagem do conector de entrada da torre visando melhorar a qualidade da conexão entre os equipamentos e a mesma.

Por intermédio de dois cabos coaxiais é realizada a conexão entre a ponte e o Gerador e a conexão entre a saída da ponte e a entrada da torre. Assim a ponte fica entre o gerador e a antena permitindo medir a impedância de entrada desta a partir do princípio da ponte de wheatstone.

Procedimento para realização das medidas:

1. Ajustar o gerador para a frequência na qual se deseja medir a impedância da torre. No estudo foi usada a frequência de 700 kHz, variando-a em passos de 10 kHz até chegar em 1000 kHz.
2. A ponte possui dois seletores para ajuste da resistência e reatância, para assim determinar a impedância de entrada da antena. Deve ser escolhida a posição da chave (+) ou (-) na Ponte OIB-3 para a reatância em função de a carga ser indutiva ou capacitiva. Como os resultados teóricos indicavam uma reatância indutiva, foi possível escolher a posição (+) na Ponte antes de início das medidas.
3. Coloca-se o medidor do RG-4 para mostrar a tensão recebida no gerador. Assim é possível medir o sinal que está retornando para o gerador. Como a torre atua como antena receptora, para frequências de iguais a de emissoras em operação o sinal fica alterado, prejudicando a precisão das medidas.

4. Ajusta-se o “RF GAIN” (Ganho do sinal gerado) para que o medidor fique centralizado. Deve-se alterar o valor da resistência e reatância para se obter a menor tensão de retorno possível, caso o ponteiro fique próximo das bordas do medidor ajuste o “RF GAIN” para até que chegue ao centro novamente a fim de se obter mais precisão nas medidas.
5. Após obtenção dos valores de R e X/F deve-se multiplicar X/F pela frequência em MHz a fim de se obter o valor de X. Assim é obtida a impedância $Z = R + jX$ para a determinada frequência gerada.

A Fig. 2.6 mostra o sistema de medição montado com o gerador e a ponte em operação. O circuito mostrado na figura é o casador existente para a transmissão da rádio em operação, na série de medidas realizada o casador é desacoplado da antena para que as medições de impedância sejam feitas.



Fig. 2.6. Medição da impedância da antena.

2.4.3 RESULTADOS MEDIDOS

A fim de se obter a curva de impedância da torre da EBC, foram feitas duas seções de medidas. Na primeira foram medidas as impedâncias apenas nas bandas de transmissão 800 ± 10 kHz e 980 ± 10 kHz, então foram obtidas as curvas da Fig. 2.7.

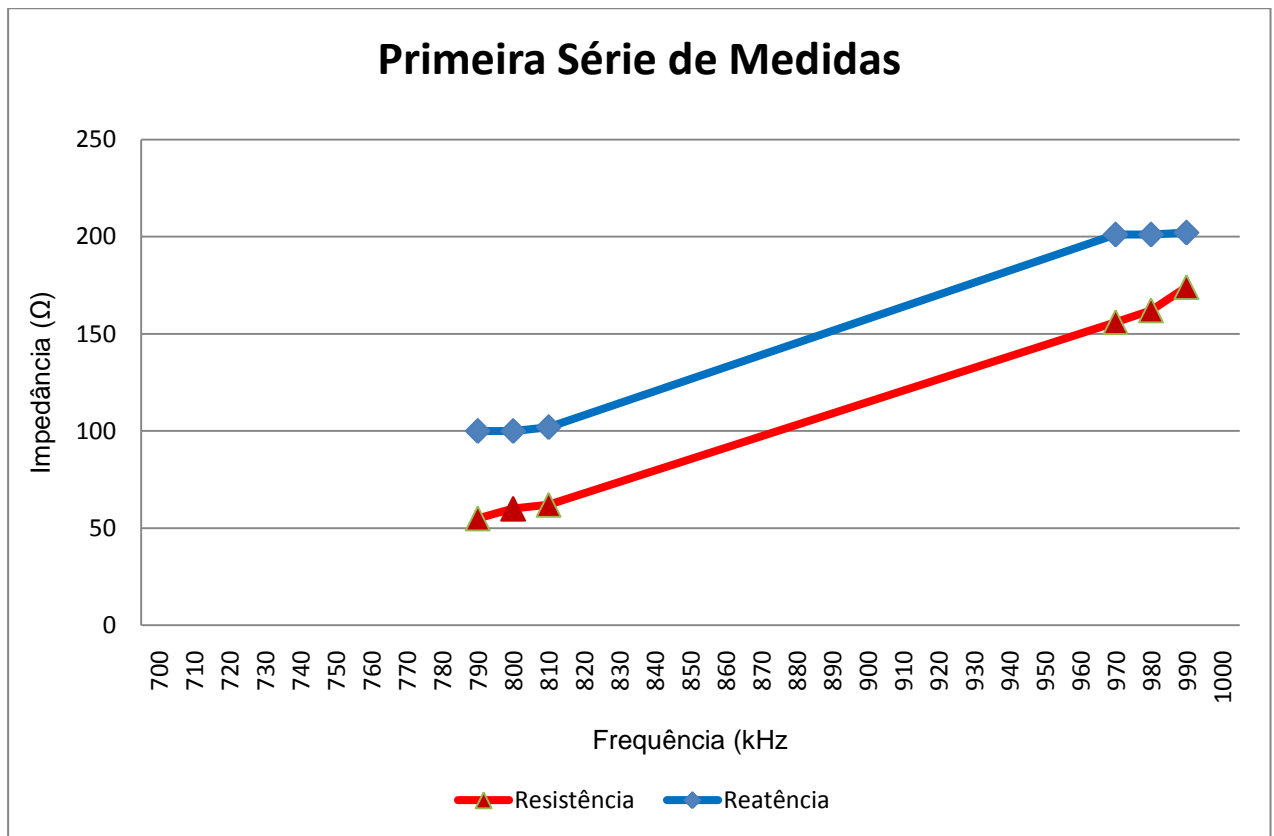


Fig. 2.7. Primeira série de medidas.

Como o resultado obtido divergiu dos resultados teóricos, foi necessário realizar as medidas de impedância na faixa de 700 a 1000 kHz a fim de se avaliar o comportamento da curva e compará-la com a obtida através do software.

Na segunda série de medidas foram obtidas as curvas da Fig. 2.8.

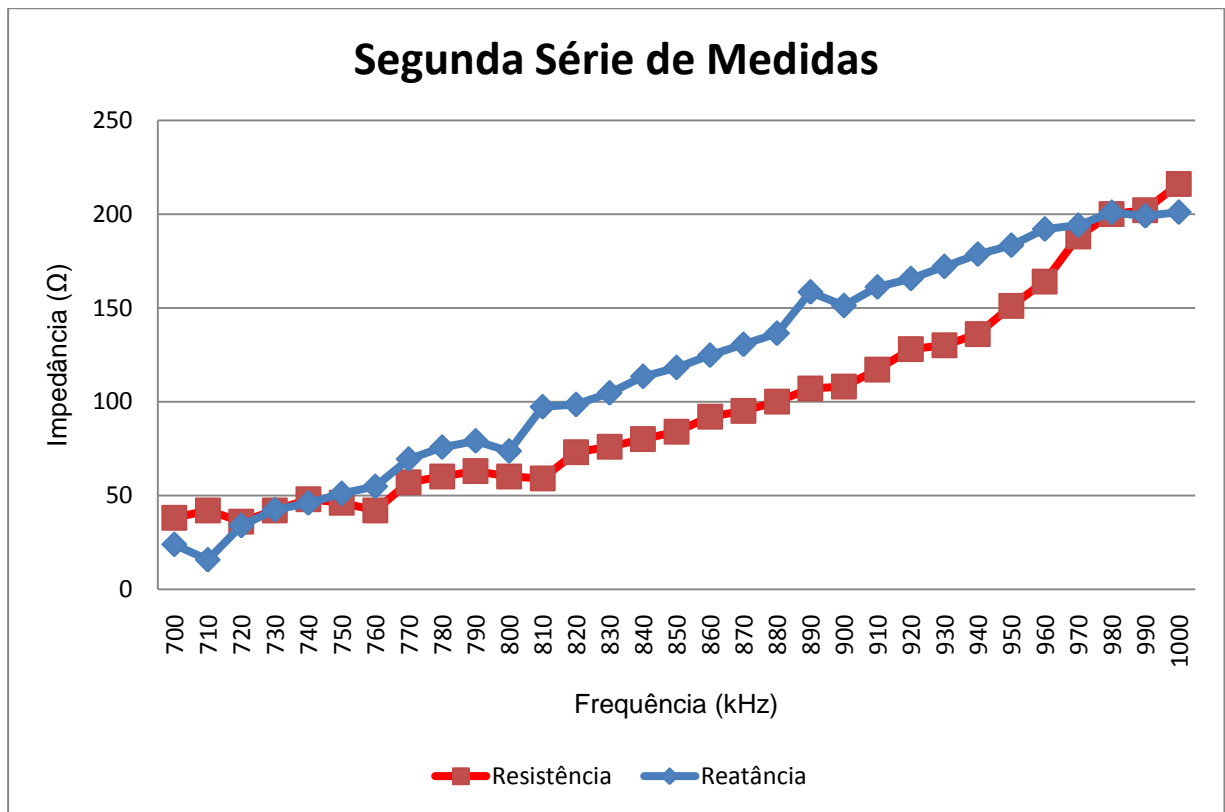


Fig. 2.8. Segunda série de medidas.

Na segunda série de medidas, por terem sido feitas para toda a faixa de interesse ficou perceptível a influência dos outros sinais que a antena recebe, interferindo assim na precisão das medidas. Assim para se obter uma maior confiança nos dados de impedância, foi feita uma interpolação entre os pontos das duas séries de medições.

Visando ainda garantir resultados mais próximos da realidade foi calculada a resistência da torre a partir da corrente observada no amperímetro do sistema de casamento existente, que foi de 17,5 A, e a potência do transmissor que é de 50 kW. Assim a partir da Eq. (2.25) foi obtida a resistência da torre em 980 kHz.

$$|R| = \frac{P}{i^2} = \frac{50.000}{17,5^2} = 163,26 \Omega \quad (2.25)$$

O resultado condiz com o valor medido na primeira série de medições que foi de 162 Ω. A utilização desse ponto aumentou a confiança das medidas. Foram obtidas então as curvas da Fig. 2.9 a partir da utilização de uma aproximação polinomial de 3ª ordem.

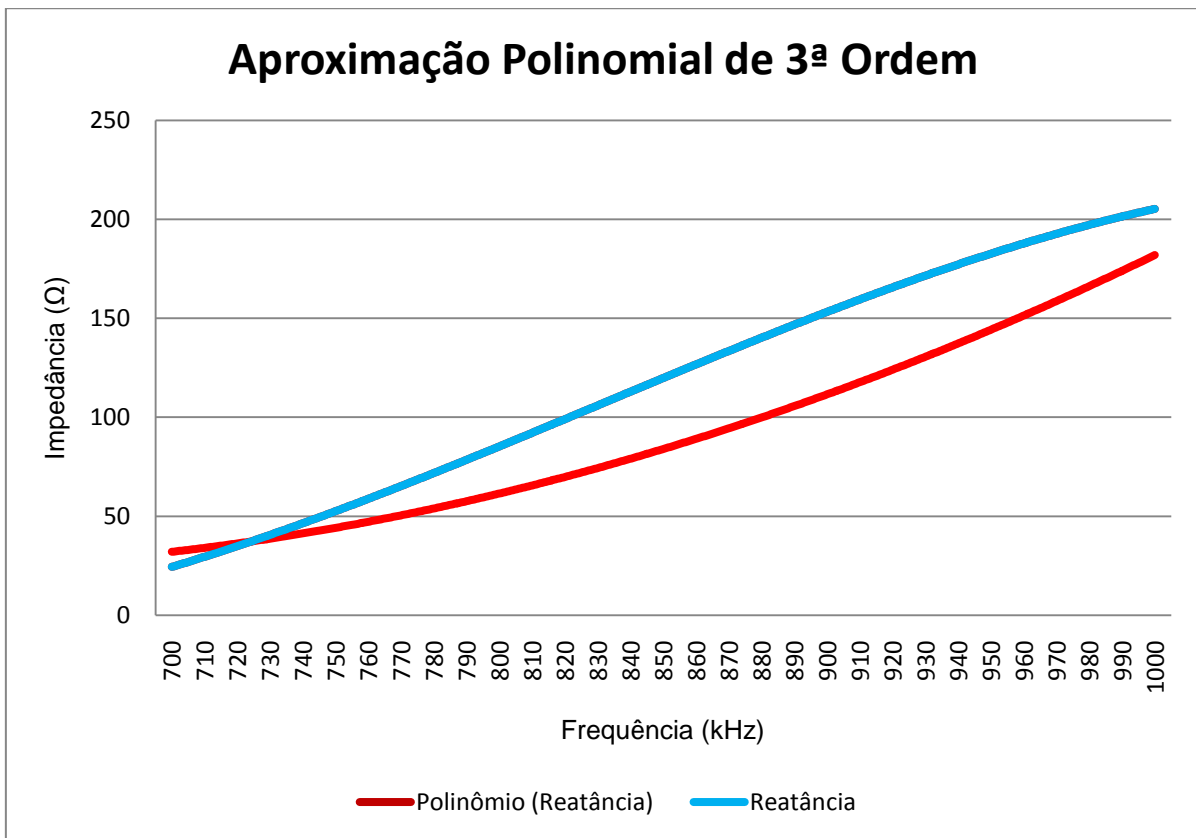


Fig. 2.9. Aproximação polinomial de 3ª ordem.

2.5 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

Foram apresentadas no capítulo duas formas diferentes de se estimar a impedância de entrada de uma antena cilíndrica e o método para medição em antenas existentes. É necessário então comparar os resultados visando saber se o modelo teórico adotado representa bem o caso estudado. Para comparação dos resultados foram montados os gráficos das Fig. 2.10 e 2.11.

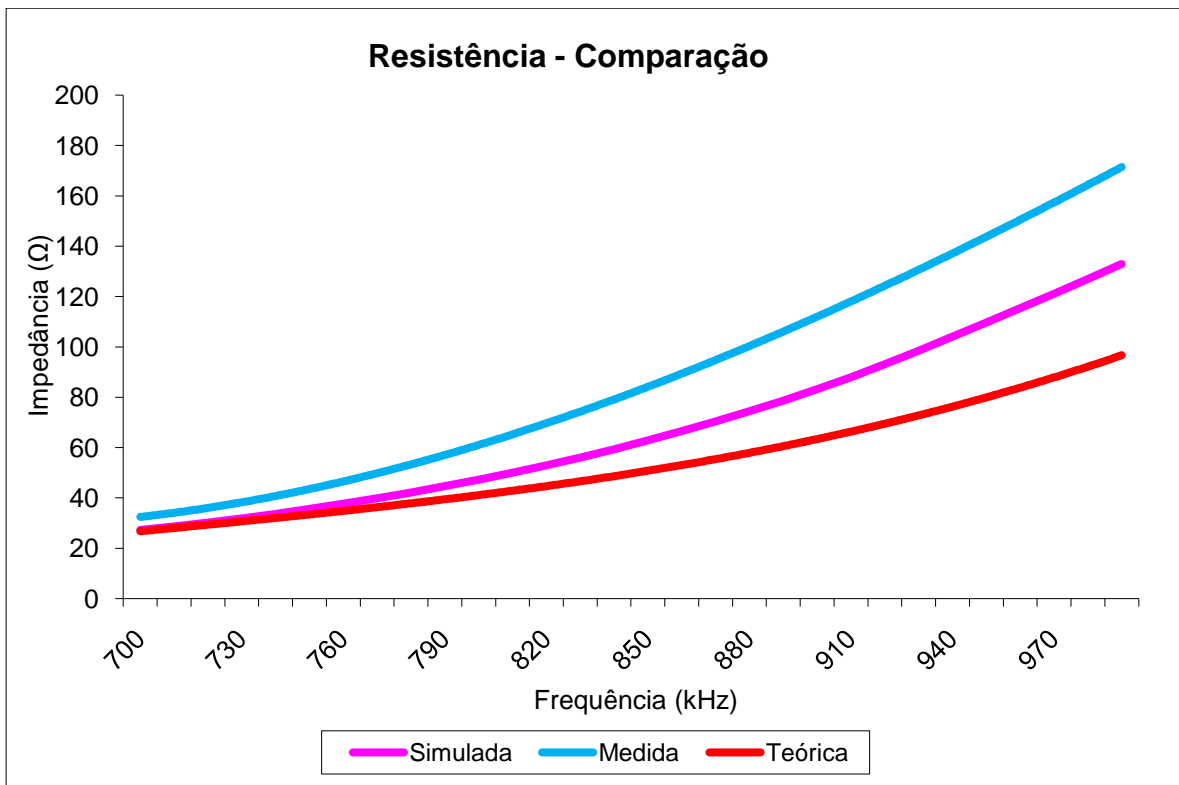


Fig. 2.10. Comparação das resistências.

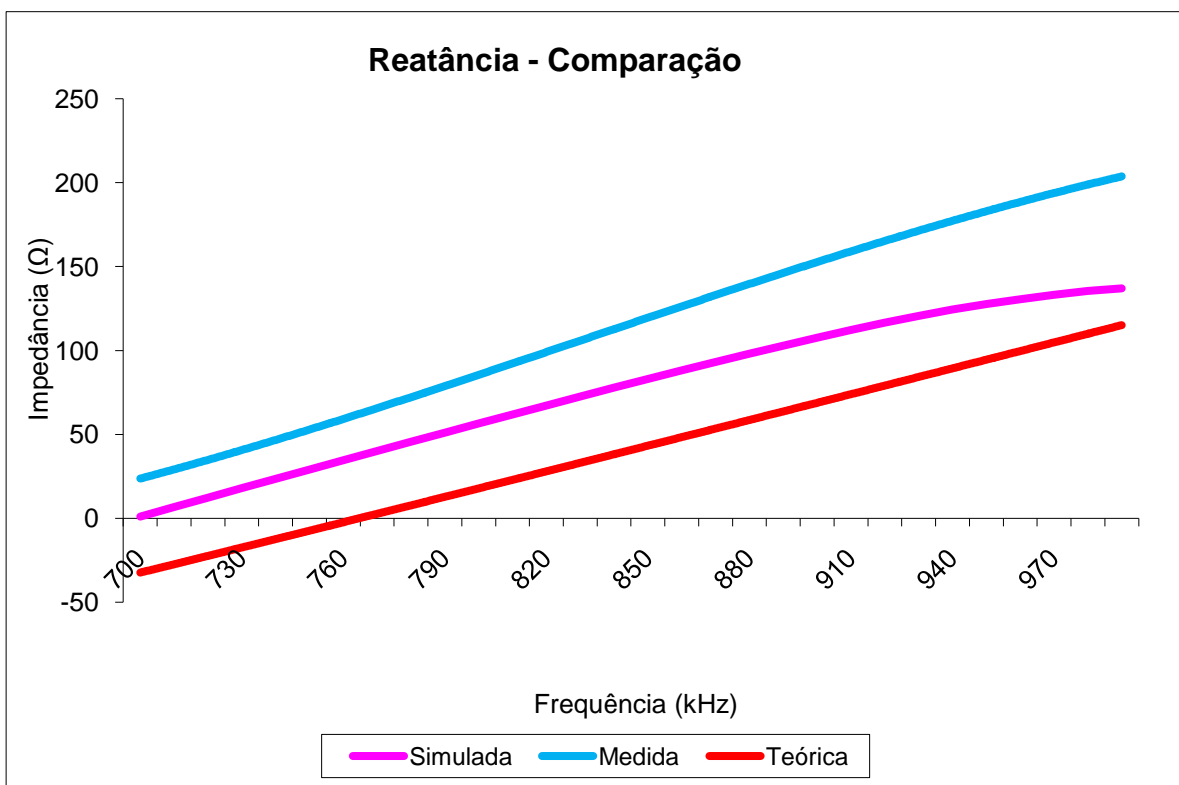


Fig. 2.11. Comparação das reatâncias.

Comparando os resultados, percebe-se que os valores de impedância medidos são maiores que os teóricos, porém eles possuem a mesma tendência da curva medida. Pode-se ver também pelo gráfico que os dados medidos estão deslocados para esquerda em relação aos dados teóricos.

De acordo com [4], o deslocamento da curva de impedância pode ser devido ao efeito dos estais da torre na impedância. Nesse estudo descreve-se o efeito que os estais exercem sobre a altura elétrica e como deve ser considerado nos cálculos da impedância de entrada da antena. Esse aumento da altura elétrica geralmente possui valores entre 3° e 12° elétricos.

Sabe-se [4] que a altura elétrica é obtida pela Eq. (2.26).

$$A_e = \frac{H_{\text{antena}}}{\lambda}, \quad (2.26)$$

em que H_{antena} é a altura da antena e λ é o comprimento de onda na frequência analisada.

Foram então simuladas novamente as antenas cilíndricas para as alturas de 100 metros e 105 metros, que na frequência de 800 kHz representam 6,7° elétricos e 11,5° elétricos respectivamente. As alturas foram escolhidas de modo a se ajustarem na malha do software FDTD STUDIO que foi definida como 5 metros. Os novos resultados são apresentados nas Fig. 2.12 e 2.13, onde podem ser comparados com os resultados medidos.

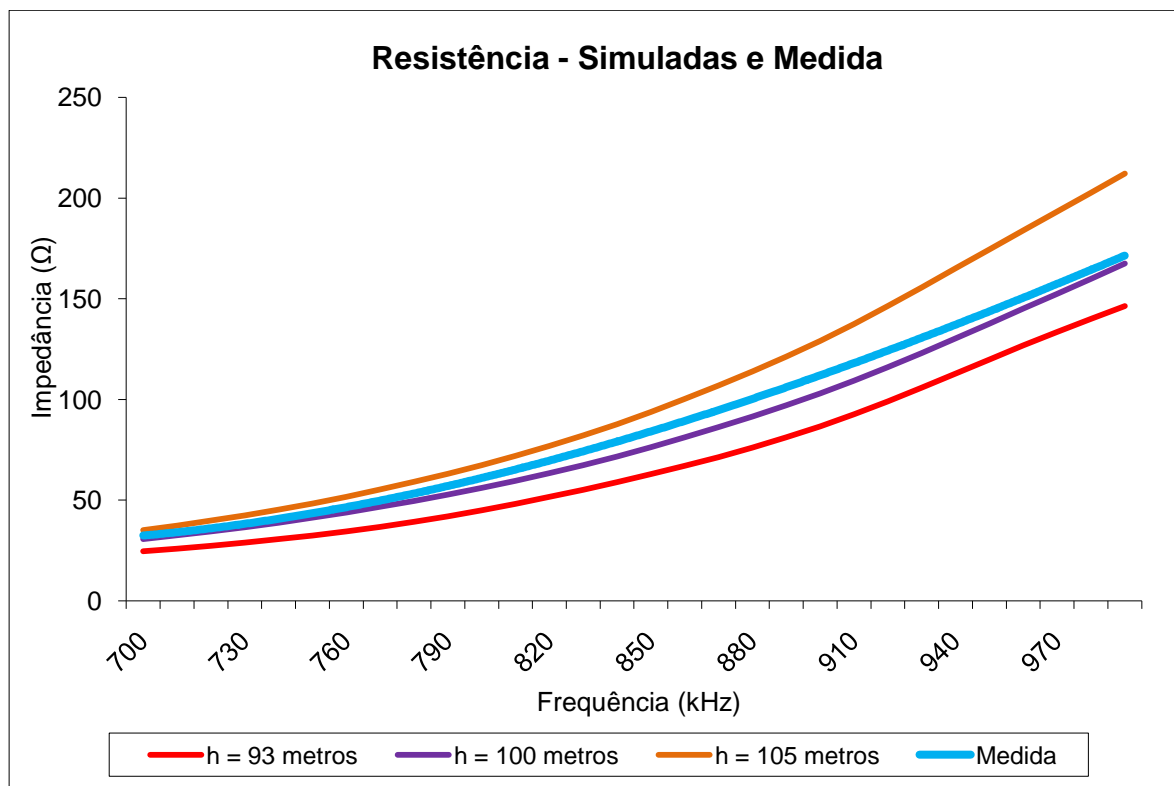


Fig. 2.12. Efeito do aumento da altura elétrica na resistência.

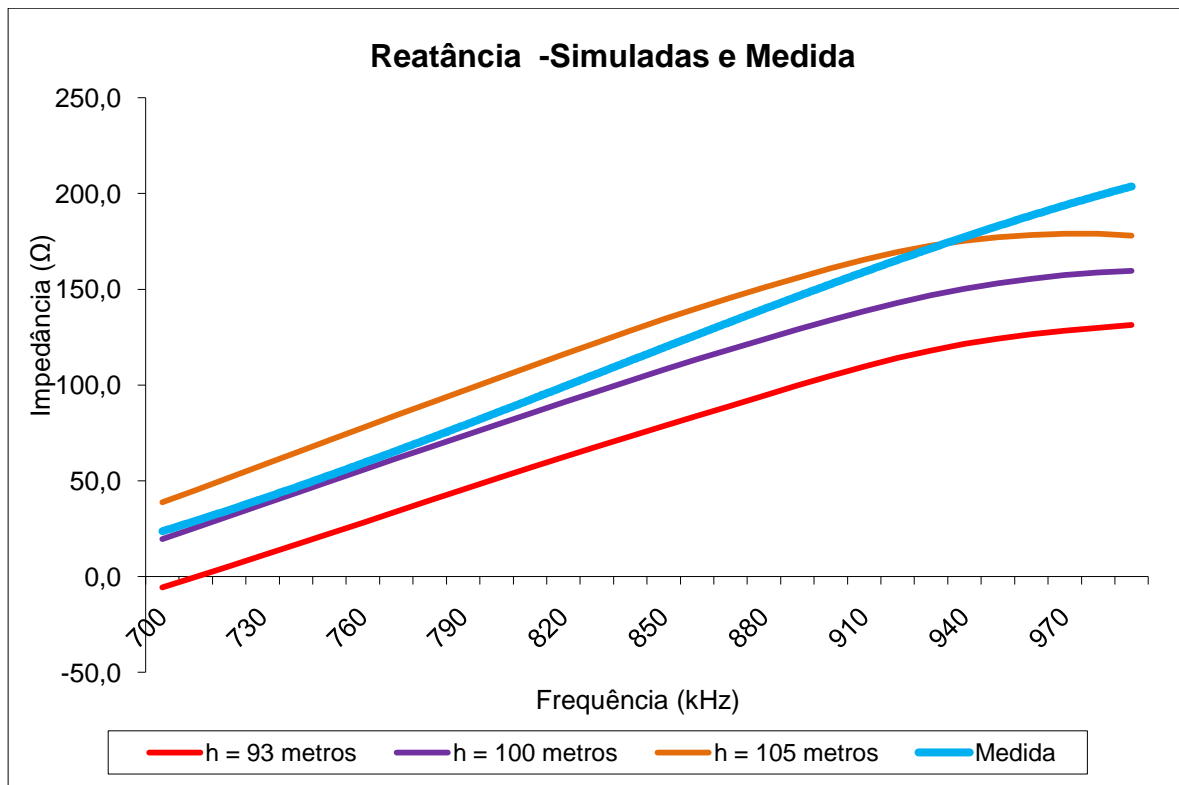


Fig. 2.13. Efeito do aumento da altura elétrica na reatância.

Os resultados das simulações mostram que o efeito dos estais está dentro dos 3° a 12° elétricos que foram previstos a partir de [4]. Pode-se ver claramente como o aumento da altura desloca o gráfico e aproxima as impedâncias teóricas das medidas. Verifica-se que os resultados de resistência se aproximam mais que os de reatância, isso ocorre porque a modelagem aproximada da antena representa melhor a resistência que a reatância, que é mais influenciada pela estrutura da torre.

2.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas duas formas para se estimar a impedância de entrada da antena. A metodologia usada se mostra suficiente apenas como aproximação inicial do projeto, visto que os efeitos dos estais podem variar bastante, de 3° a 12° elétricos. Essa aproximação permite o conhecimento do comportamento da impedância e já permite se projetar o diplexador com poucos ajustes futuros.

Com os métodos abordados no capítulo foi possível se obter uma estimativa razoável da impedância de entrada da torre e confirmar a teoria do modelo de antena cilíndrica que foi usada para os cálculos teóricos. Assim no próximo capítulo já é possível projetar o diplexador a partir do conhecimento dos resultados obtidos.

3 PROJETO TEÓRICO DO DIPLEXADOR PARA ONDAS MÉDIAS

Este capítulo aborda a teoria utilizada no projeto do diplexador, dimensionando e descrevendo o funcionamento de cada parte do sistema.

3.1 DIPLEXADOR

O multiplexador aplicado para transmissão de ondas médias é um sistema passivo, composto apenas por indutores e capacitores, que realiza multiplexação no domínio da frequência. O dispositivo pode ter diversas portas de entrada, mas na aplicação em estudo, considerar-se-ão apenas duas portas de entrada onde são inseridos os sinais a serem transmitidos por uma mesma antena, sendo que os sinais devem possuir bandas em frequências disjuntas. O multiplexador de duas portas é chamado de diplexador.

O diplexador possui dois braços, compostos por um casador e um filtro. Cada braço deve garantir o casamento de impedâncias entre o transmissor e a antena, a passagem do sinal que será transmitido por ele e a rejeição do sinal transmitido pelo outro braço, dessa forma garantindo que os dois sinais sejam transmitidos e que não se interfiram.

Na Fig. 3.1, pode-se ver o diagrama de blocos do diplexador.

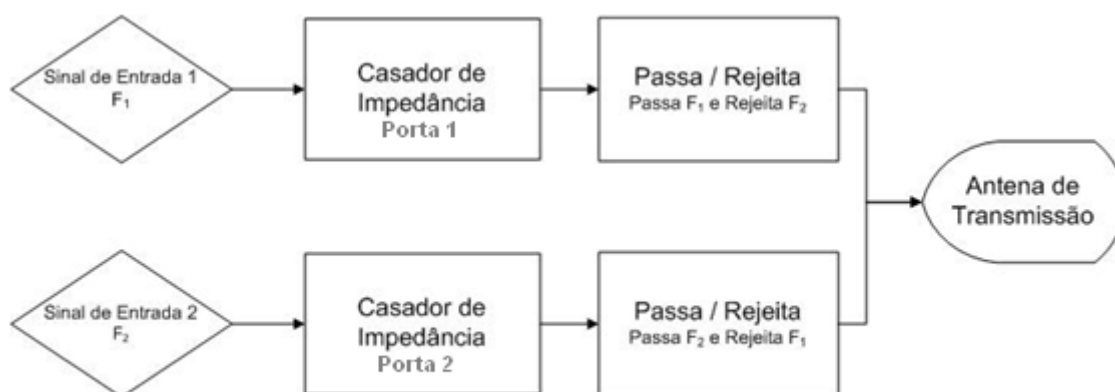


Fig. 3.1 Diagrama de blocos do diplexador.

O projeto de um diplexador deve ser feito por partes a fim de garantir o melhor desempenho de cada bloco do modelo e facilitar os ajustes do sistema. Logo, para o projeto do diplexador cada bloco será calculado separadamente e em seguida será realizada a montagem do sistema.

3.2 PARÂMETRO ESPALHAMENTO

Uma das maiores dificuldades encontradas em circuitos de micro-ondas é a mensuração da corrente ou tensão em determinada porta da estrutura, pois estas grandezas geralmente variam com o ponto que se mede em um plano transversal, como é possível observar na Fig. 3.2.

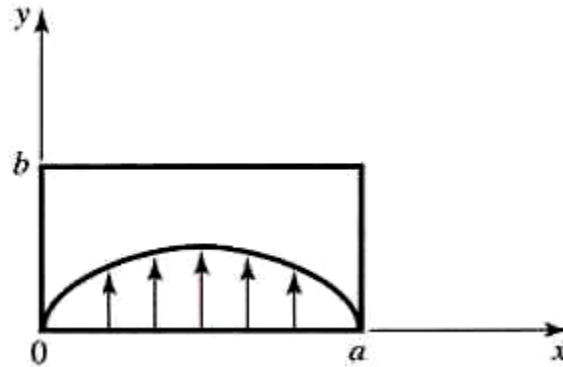


Fig. 1.2. Campo elétrico de um guia de onda retangular no modo TE₁₀. Adaptado de [12]

Para resolver esse problema foi desenvolvido um método para descrever o sistema utilizando grandezas que fossem mais facilmente mensuráveis. Facilitando assim a análise de circuitos de micro-ondas.

O método consiste no uso do conceito de ondas incidentes e ondas refletidas, relacionando-as de forma a se obter um parâmetro que permita análise do circuito. As ondas podem ser vistas na rede arbitrária da Fig. 3.3.

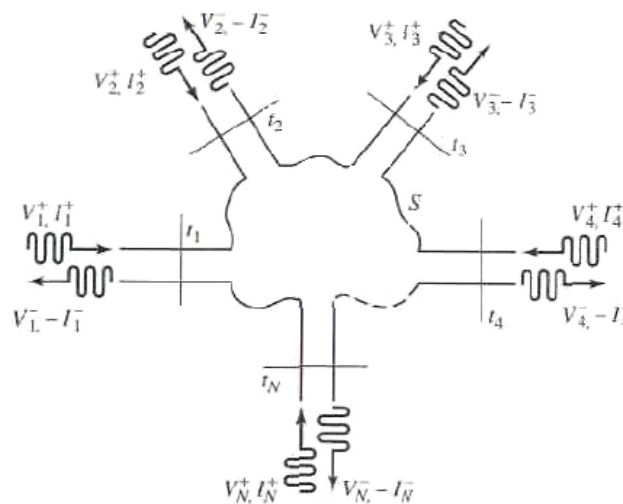


Fig. 3.3. Rede arbitrária de N portas. Adaptado de [12]

O parâmetro S é obtido como a razão da onda refletida em uma porta ‘i’ pela onda incidente em uma porta ‘j’, considerando todas as outras fontes das portas desligadas. O parâmetro S_{ij} é obtido pela Eq. (3.1).

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} . \quad (3.1)$$

Calculando o parâmetro S para todas as combinações de portas, pode-se representar o circuito utilizando a forma matricial da Eq. (3.2).

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \dots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} . \quad (3.2)$$

3.2.1 REDES RECÍPROCAS

São redes que, com somente duas portas ligadas e as outras em curto-circuito, atendem ao teorema da reciprocidade da Eq. (3.3).

$$\oint_S \bar{E}_a \times \bar{H}_b \cdot d\bar{s} = \oint_S \bar{E}_b \times \bar{H}_a \cdot d\bar{s} , \quad (3.3)$$

em que \bar{E}_a , \bar{H}_a e \bar{E}_b , \bar{H}_b são os campos provenientes de duas fontes independentes a e b que estão em algum lugar da rede, e S a superfície fechada que envolve os planos dos terminais das portas. Em [12], é provado que para redes recíprocas a matriz de parâmetros S é simétrica.

Circuitos lineares, que possuem apenas componentes como capacitores, indutores e resistências, e que não possuem fontes dependentes ou materiais ferromagnéticos são considerados circuitos recíprocos. Nesses casos a matriz é simétrica, garantindo assim a Eq. (3.4). [12]

$$S_{ij} = S_{ji} . \quad (3.4)$$

A topologia considerada para construção do diplexador possui apenas capacitores e indutores, sendo assim considerada uma rede recíproca. Portanto para análise de parâmetro S do projeto não será necessário avaliar S_{ij} e S_{ji} , basta um dos dois parâmetros.

3.2.2 CURVA PARÂMETRO S X FREQUÊNCIA

Os parâmetros espalhamento podem ser usados para a análise do projeto do diplexador tendo como resultado a matriz S para cada frequência dentro do intervalo definido, obtendo-se assim para

cada S_{ij} uma curva do modulo do parâmetro S , em dB, versus frequência, em kHz. No projeto do diplexador para a EBC será feita a análise do circuito na faixa de frequências de 700 kHz a 1080 kHz, onde estão inclusas as frequências dos sinais transmitidos, como será justificado na seção 3.4.

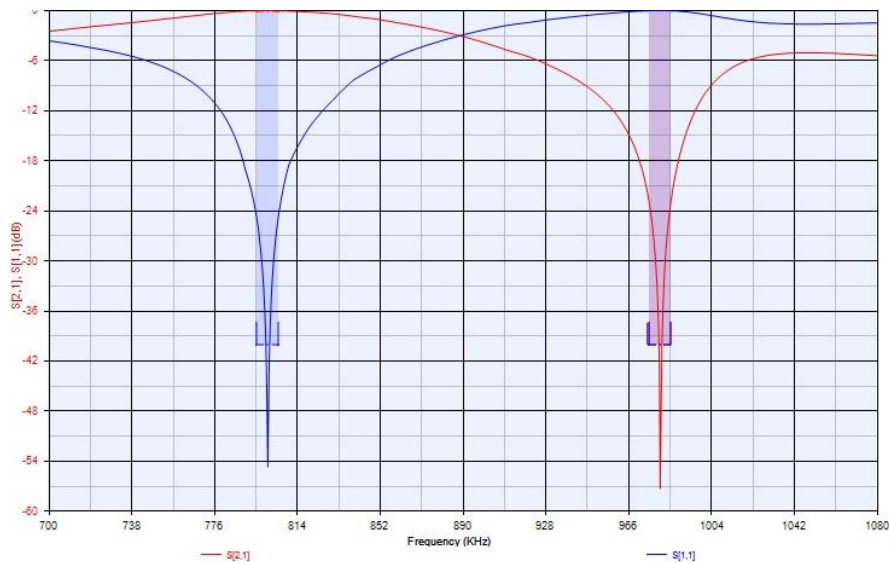


Fig. 3.4. Exemplo de análise de parâmetro S .

3.3 CASADOR DE IMPEDÂNCIAS

Quando se fala em transmissão de potência para uma carga, como a antena, geralmente se esbarra no fato de que a impedância da linha de transmissão é diferente da impedância da carga, o que gera o efeito da reflexão e perda de potência que é algo bastante indesejado. Este fato é ilustrado na Fig. 3.5.

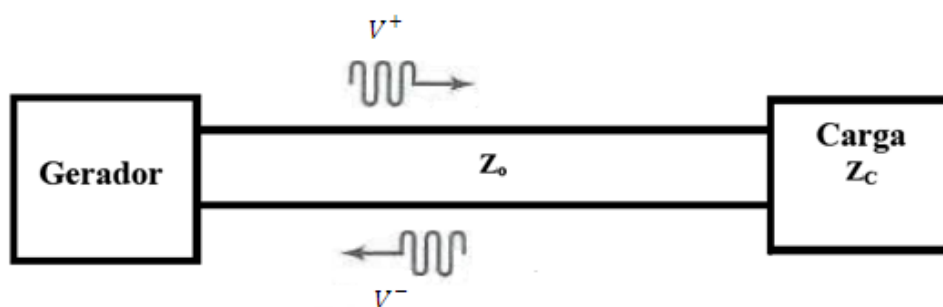


Fig. 3.5. Esquema de transmissão.

O coeficiente de reflexão do sistema pode ser calculado a partir das impedâncias da linha e da carga de acordo com a Eq. (3.5).

$$\Gamma_C = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0}. \quad (3.5)$$

Para se obter a máxima transmissão de potência são então acopladas, ao sistema, redes de casamento de impedâncias, que fazem com que a impedância da carga seja igual à da linha de transmissão. Existem alguns métodos de casamento a partir do uso de capacitores e indutores vastamente utilizados, como os tipo L, tipo T e tipo π .

Redes de casamento com três elementos reativos são geralmente utilizadas quando se requer uma mudança de fase, o que não pode ser feito com redes com dois elementos [19]. No projeto do diplexador, como não é exigida uma mudança de fase, irá ser utilizado o casador do tipo L, que apresenta resultados satisfatórios com maior simplicidade.

3.3.1 CASADOR TIPO L

Nesse tipo de casamento são adicionados dois elementos ao sistema, um em série e outro em paralelo, como apresentado na Fig. 3.6.

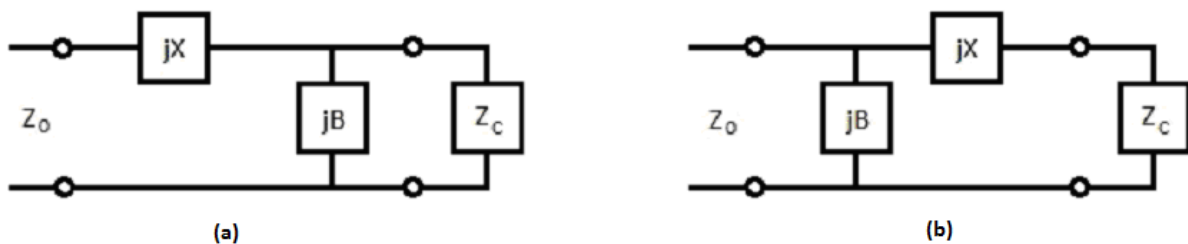


Fig. 3.6. As duas formas de casamento tipo L.

A configuração da Fig. 3.6(a) é utilizada quando a impedância normalizada $z_C = Z_C/Z_0$ está fora do círculo $0,5 + jx$ da carta de Smith, que é o círculo de resistência com $r = 0,5$. Isto acontece quando a resistência da carga, R_C , é maior ou igual à metade da impedância da linha de transmissão, Z_0 , que será demonstrado a seguir.

Tomando $Z_C = R_C + jX_C$, tem-se que a impedância vista do conjunto casador e carga tem que ser igual a Z_0 , para tanto:

$$Z_0 = jX + \frac{1}{jB + 1/(R_C + jX_C)}. \quad (3.6)$$

Desenvolvendo a Eq. (3.6) encontra-se:

$$Z_0 = j \left[X + \frac{BX_C(B + X_C) + BR^2}{R_C^2 + (B + X_C)^2} \right] + \frac{B^2R}{R_C^2 + (B + X_C)^2}. \quad (3.7)$$

Separando parte real e parte imaginária da Eq. (3.7) se obtém as Eq. (3.8) e (3.9).

$$X = - \left[\frac{BX_C(B + X_C) + BR^2}{R_C^2 + (B + X_C)^2} \right], \quad (3.8)$$

$$Z_0 = \frac{B^2R}{R_C^2 + (B + X_C)^2}. \quad (3.9)$$

Resolvendo a Eq. (3.8) e considerando que $K = R_C/Z_0$ encontra-se (3.10).

$$B = \frac{-2X_C \pm \sqrt{4X_C^2 - 4(1 - K)(R_C^2 + X_C^2)}}{2(1 - K)}. \quad (3.10)$$

Substituindo a Eq. (3.10) na Eq. (3.9) se encontra o valor de X.

A partir da fórmula de B pode-se ver que só há solução física para:

$$X_C^2 - (1 - K)(R_C^2 + X_C^2) \geq 0. \quad (3.11)$$

Para chegar a um resultado fechado, supõe-se que $R_C = X_C$, uma vez que geralmente X_C é maior que R_C , calcular-se-ia então para o pior caso, disso tem-se que:

$$1 - 2(1 - K) \leq 0, \quad (3.12)$$

portanto,

$$R_C \geq \frac{Z_0}{2}. \quad (3.13)$$

Para o caso da Fig. 3.6(b), irá ser provado que só há solução para $Z_0 > R_C$, isto é, a impedância normalizada deve estar dentro do círculo da carta de Smith $1 + jx$. Para que haja casamento de impedância, $(jX + Z_C)$ em paralelo com (jB) deve ser igual a Z_0 , portanto:

$$Z_0 = \frac{jB(R_C + j(X_C + X))}{R_C + j(X_C + B + X)}. \quad (3.14)$$

Rearranjando a Eq. (3.14) e separando parte real de imaginária tem-se:

$$0 = \frac{BR_C(X + B + X_C) - BR_C(X_C + X)}{R_C^2 + (X + B + X_C)} - Z_0, \quad (3.15)$$

$$0 = \frac{BR_C^2 + B(X + X_C)(B + X + X_C)}{R_C^2 + (X + B + X_C)}. \quad (3.16)$$

Igualando a Eq. (3.15) a Eq. (3.16) obtém-se:

$$X = -(X_C + B(1 - K)). \quad (3.17)$$

Aplicando a Eq. (3.17) na Eq. (3.16) concluí-se que:

$$B = \sqrt{\frac{-R_C^2}{K^2 - K}}, \quad (3.18)$$

e X fica:

$$X = -X_C + (K + 1) \sqrt{\frac{-R_C^2}{K^2 - K}}. \quad (3.19)$$

Observa-se que como $Z_0 > R_C$ o radical na Eq. (3.18) é positivo, tem-se uma solução física.

Para uma análise mais palpável os parâmetros X e B podem ser obtidos em função da capacitância e da indutância dos componentes do circuito. Para X e B negativos se obtém a capacitância do elemento pelas Eq. (3.20) e (3.21):

$$C = \frac{1}{\omega X} \quad (3.20)$$

$$C = \frac{1}{\omega B}, \text{ em que } \omega = 2\pi f \quad (3.21)$$

E para X ou B positivos teremos a indutância do elemento:

$$L = \frac{X}{\omega} \quad (3.22)$$

$$L = \frac{B}{\omega}, \text{ em que } \omega = 2\pi f \quad (3.23)$$

Para a situação dos casadores de impedância do diplexador, sabe-se que $R_c > Z_0$. Dimensionam-se os casadores para as frequências de transmissão de 800 kHz e 980 kHz considerando a impedância da antenna obtida no capítulo 2. Os resultados dos filtros podem ser vistos na Fig. 3.7.

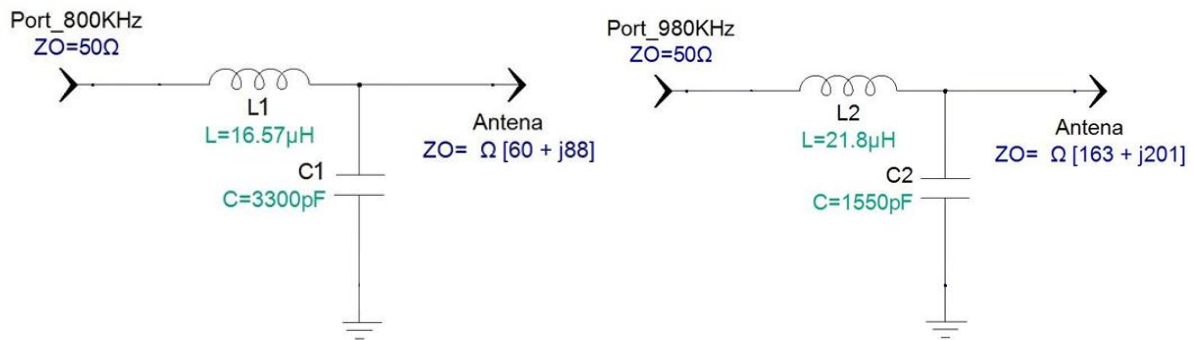


Fig. 3.7. Casadores teóricos do diplexador.

3.4 FILTROS PASSA/REJEITA

A utilização de filtros é algo presente em basicamente todos os campos da engenharia em geral, dado o fato de que os sistemas geralmente utilizam frequências específicas ou bandas de frequências bem determinadas. Com isso sinais em frequências distintas geram ruídos que prejudicam o desempenho dos sistemas. Os filtros mais utilizados são passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa, como é mostrado na Fig. 3.10.

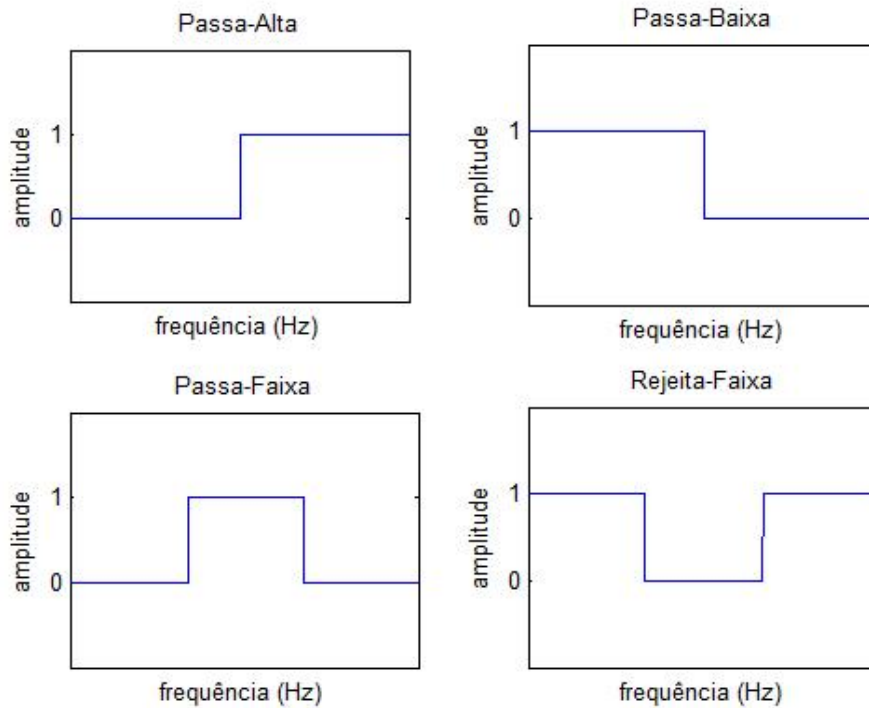


Fig. 3.10. Resposta em frequência dos filtros mais usuais.

Oppenheim prova em [3] que filtros com resposta em frequência limitada (filtros ideais), isto é possuem valores diferentes de zero para uma frequência ou determinada banda e para todo o resto do espectro valor igual a zero, são irrealizáveis fisicamente, o que se faz é tentar se aproximar ao máximo dessas características reduzindo os ruídos para que eles não interfiram significativamente no sistema.

Para o projeto do díplexador utilizam-se filtros do tipo passa/rejeita, isto é, permite que uma frequência passe sem atenuação enquanto a outra seja praticamente anulada. A frequência que passa pelo filtro é a frequência de transmissão (F_T) e a frequência que é atenuada, rejeitada, pelo filtro será chamada de frequência de rejeição (F_R). Algumas características desse filtro são mostradas a seguir.

Para se obter ressonância no filtro para a frequência F_R , frequência de rejeição, de tal forma que ele atue como circuito aberto, deve-se ter um capacitor e um indutor em paralelo, como na Fig. 3.11.

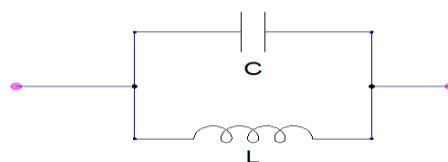


Fig. 3.11. Filtro para ressonância.

Logo para se obter ressonância:

$$Z_{equivalente} = \infty, \text{ para } F_R. \quad (3.24)$$

O filtro passa/rejeita possui uma estrutura do tipo da Fig. 3.12, onde o braço superior pode ser indutivo ou capacitivo dependendo dos valores de L, C e da frequência que estiver operando.

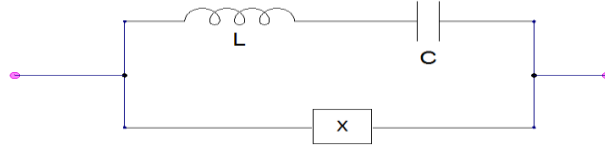


Fig. 3.12. Filtro passa/rejeita.

Como os componentes L e C são calculados de tal forma que o braço superior seja um curto-circuito para frequência que se deseja transmitir, se obtém:

$$LC = \frac{1}{\omega_T^2}, \text{ em que } \omega_T = 2\pi F_T. \quad (3.25)$$

Calculando então a impedância do mesmo braço para frequência de rejeição, F_R .

$$Z_{eq} = -j \left(\frac{1 - \omega_R^2 LC}{\omega_R C} \right), \text{ em que } \omega_T = 2\pi F_T. \quad (3.26)$$

Substituindo a Eq. (3.25) na Eq. (3.26), tem que:

$$Z_{eq} = -j \left(\frac{1 - \omega_R^2 / \omega_T^2}{\omega_R C} \right). \quad (3.27)$$

Como $\omega_R C$ é sempre maior que zero, tem-se que para ω_R maior que ω_T a impedância equivalente é indutiva, e para ω_R menor que ω_T , capacitiva.

Como para se obter ressonância deve-se ter um braço capacitivo e o outro indutivo, obtêm-se os circuitos mostrados nas Fig. 3.13 e 3.14 como padrão a ser adotado para determinação dos elementos do filtro.

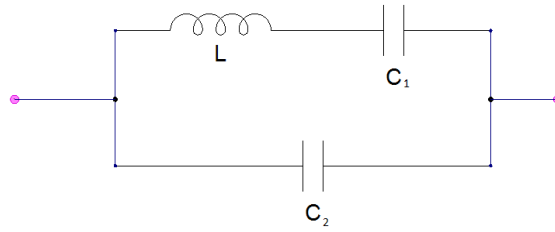


Fig. 3.13 Topologia do circuito para $\omega_T < \omega_R$.

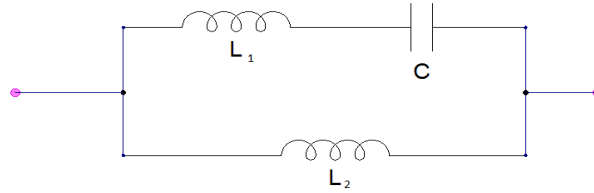


Fig. 3.14. Topologia do circuito para $\omega_T > \omega_R$.

Analisando o circuito da Fig. 3.13, em que $\omega_T < \omega_R$, obtemos a seguinte função de transferência.

$$G(s) = \frac{s^2 C_1 C_2 + 1}{s^2 L_1 C_1 C_2 + s(C_1 + C_2)}. \quad (3.28)$$

Podem-se localizar os zeros da função de transferência igualando o numerador à zero:

$$s^2 C_1 C_2 + 1 = 0. \quad (3.29)$$

Transformando para o domínio da frequência, fazendo $s = j\omega$:

$$1 - \omega^2 L_1 C_1 = 0. \quad (3.30)$$

Portanto os zeros do filtro podem ser obtidos a partir da Eq. (3.29):

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}. \quad (3.31)$$

Já os pólos ocorrerão quando o denominador for igual a zero, portanto:

$$s^3 L_1 C_1 C_2 + s(C_1 + C_2) = 0. \quad (3.32)$$

Resolvendo a Eq. na frequência se encontram os pólos pela Eq. (3.31).

$$\omega = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 C_1 C_2}}. \quad (3.31)$$

Realizando o mesmo procedimento para quando ω_T for maior que ω_R , como na Fig. 3.14, se obtém a função de transferência do filtro dada pela Eq. (3.34).

$$G(s) = \frac{s^3 C_1 L_1 L_2 + s L_2}{s^2 C_1 (L_1 + L_2) + 1}. \quad (3.34)$$

Os zeros da função de transferência, na frequência, vão acontecer em:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}. \quad (3.35)$$

Encontra-se o mesmo resultado para o circuito anterior, visto que dependem apenas do braço do filtro em comum, já os pólos se encontram a partir da Eq. (3.36).

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{C_1 (L_1 + L_2)}}. \quad (3.36)$$

Para o projeto do filtro dimensionam-se os seus componentes para que se obtenha zero na frequência de transmissão e pólo na frequência de rejeição. Garantindo assim a passagem do sinal desejado e a rejeição do sinal de interferência.

Será feito agora o cálculo teórico dos filtros do diplexador, para isso utilizar-se-á a topologia da Fig. 3.13 para a construção de um filtro que rejeite a frequência de 980 kHz e passe a frequência de 800 kHz e a topologia da Fig. 3.14 para que o filtro rejeite a frequência de 800 kHz e passe a frequência de 980 kHz.

Como existem três elementos a serem determinados e somente duas equações independentes, o valor de um dos elementos é fixado a fim de se determinar os outros. No caso em questão foi fixado o valor do capacitor que fica em série com o indutor, pois existe uma limitação prática no ajuste da capacitância e não há uma grande variedade disponível no mercado.

Foram utilizados três valores de capacitores disponíveis (450 pF, 1000 pF e 2000 pF) e então dimensionados os outros dois componentes a partir das Eq. (3.35), (3.37), (3.39) e (3.40). Para a montagem do diplexador que será realizada, sabe-se a priori que já se possui alguns capacitores e indutores. Os valores existentes permitem a obtenção de indutores que variam suas indutâncias entre

3 e 50 μH e capacitores que variam suas capacitâncias entre 450 pF e 3000 pF. Os resultados seguem na Tabela 3.1.

Tabela 3.1. Tabela para definição de C_1 .

Dimensionamento do filtro passa 800 kHz/ rejeita 980 kHz		
Capacitor C_1	Indutor L_1	Capacitor C_2
450 pF	87,95 μH	449,4 pF
1000 pF	39,58 μH	1999,3 pF
2000 pF	19,79 μH	3994,6 pF
Dimensionamento do filtro passa 980 kHz/ rejeita 800 kHz		
Capacitor C_1	Indutor L_1	Indutor L_2
450 pF	58,61 μH	29,34 μH
1000 pF	26,37 μH	13,2 μH
2000 pF	13,87 μH	6,6 μH

Considerando os componentes disponíveis, e visando padronização para os dois filtros foi então determinado C_1 igual a 1000 pF. Pode-se assim montar o circuito da Fig. 3.15.

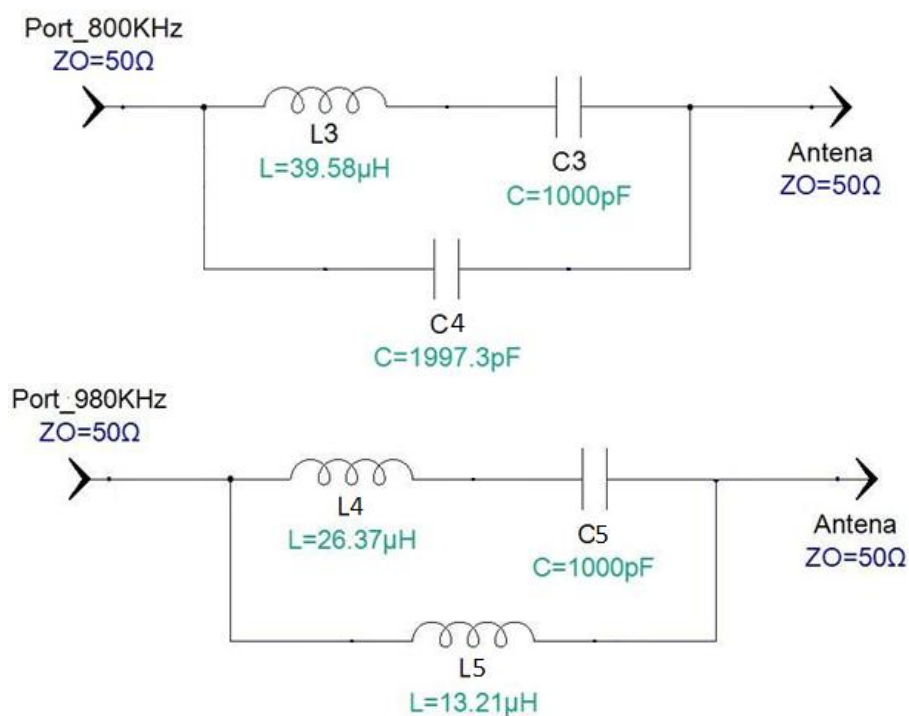


Fig. 3.15. Filtros calculados teoricamente.

3.5 DIPLEXADOR CALCULADO

Com os casadores e filtros calculados utilizando as topologias e características desejadas para cada bloco, faz-se necessária a união dos blocos, obtendo-se o circuito da Fig. 3.18.

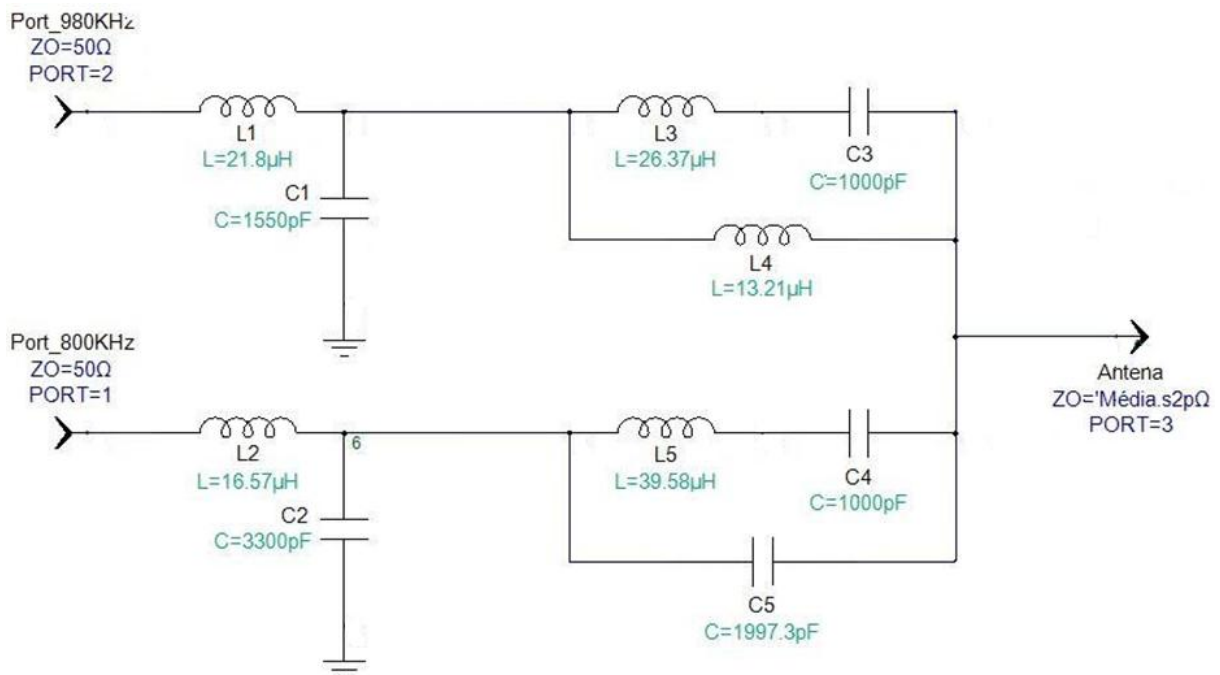


Fig. 3.16. Diplexador calculado teoricamente.

O sistema calculado na prática não funciona exatamente como o esperado, visto que o dimensionamento feito leva em conta apenas a frequência da portadora e não toda a banda do sinal. O projeto teórico também não leva em conta a interferência que um braço exerce no outro. Assim alguns efeitos influenciam no comportamento do diplexador, segue abaixo os principais.

- Componentes parasitas dos capacitores e indutores reais;
- Condições externas podem alterar a impedância da antena para qual o projeto foi dimensionado;
- A influência do centelhador, que será explicado em 5.5;
- O sinal de transmissão que não opera apenas na frequência da portadora, mas em uma faixa de frequências, obtendo características um pouco diferente em sua banda de transmissão;
- Condições do ambiente como umidade e temperatura influenciam no comportamento do sistema.

Devido a esses efeitos se faz necessário desenvolver metodologias para mitigá-los, possibilitando assim uma maior eficiência do sistema, entretanto não serão considerados os efeitos parasitas nem as

condições externas do sistema. O capítulo 4 apresenta uma metodologia de simulação por software que permite obter melhores resultados para a banda.

3.6 CONCLUSÃO

No capítulo foi desenvolvida uma metodologia para o projeto de um diplexador a partir da teoria de casadores e filtros. A análise do comportamento do circuito será feita no capítulo quatro com a utilização de ferramentas computacionais que possibilitam esse tipo de análise.

Para melhor dimensionamento do diplexador, o capítulo quatro apresentará uma nova metodologia de projeto. Baseado nos princípios vistos no capítulo três, com a utilização de ferramentas computacionais, foi desenvolvida uma metodologia de projeto para o diplexador que leva em consideração toda a banda de sinal transmitido e a influência que um braço exerce no outro.

Portanto o capítulo quatro fornece ferramentas para otimização do diplexador e análise de seu comportamento.

4 PROJETO OTIMIZADO DO DIPLEXADOR

Este capítulo apresenta a metodologia utilizada para otimização do diplexador, visando obter um circuito com melhor eficiência.

4.1 GENESYS

O Genesys é uma ferramenta computacional que permite simulação de circuitos no domínio do tempo e da frequência com recursos de otimização e análise estatística de projetos com alto desempenho e alto rendimento.

O software oferece uma interface gráfica para desenho do circuito, disponibilizando uma biblioteca com os componentes que serão utilizados. Para os circuitos que serão desenvolvidos no projeto do diplexador, podem ser usados capacitores e indutores ideais, visto que não implicará em erros grandes, visto que para baixas frequências a presença de efeitos parasitas é insignificante [20].

Após desenhar o circuito com a topologia desejada, ligam-se os componentes utilizando fios. Então se inserem as portas de entrada e de saída. São utilizadas portas de entrada padrão que possibilitam análise de parâmetro S.

O Genesys permite diversos tipos de análise de circuitos. As que serão utilizadas no projeto são análise dos parâmetros S, das impedâncias vista pelas portas de entrada e VSWR nas portas. Nas análises os parâmetros são computados em dB.

As análises serão feitas de 700 kHz a 1080 kHz, garantindo pelo menos uma visualização de 100 kHz a mais para frequência central de operação que serão transmitidas pelo diplexador. Essa faixa permite boa visualização e análise do circuito.

O software possui ferramentas para otimização do desempenho do circuito. Utilizando o método dos gradientes, que será descrito em 4.1.1, o Genesys altera os valores dos componentes do circuito (capacitores e indutores) dentro de uma faixa que pode ser definida para que se obtenham os resultados esperados.

Para isso devem ser definidas metas de desempenho para serem alcançadas. No projeto os objetivos serão definidos com base nos parâmetros espalhamento dos circuitos.

Nas propriedades da otimização são escolhidos os componentes que serão otimizados e os valores máximos e mínimos permitidos. Esses valores devem ser escolhidos com base nos capacitores e indutores disponíveis na própria EBC, de menores custos ou padronizados no mercado.

Os valores iniciais para otimização são definidos diretamente nos componentes, ou seja, o valor atual do circuito já é utilizado como parâmetro inicial no processo.

4.1.1 MÉTODO DO GRADIENTE

O método gradiente é uma ferramenta de otimização de busca indireta e faz o uso de derivadas para determinar a direção da busca do ponto ótimo. A otimização consiste na derivada parcial da função objetivo (FD) em relação às variáveis independentes em um determinado ponto inicial, dando origem a uma matriz gradiente. Através dessa matriz é calculada a direção do ponto ótimo. A próxima etapa consiste em encontrar um novo ponto que se aproxime mais da função objetivo (FD) que o ponto anterior. Esse novo ponto é dado como:

$$X^{k+1} = X^k + \lambda^k S^k, \quad (4.1)$$

em que k é o número da iteração, X^k é o ponto inicial, S_k é a direção da busca e λ_k é o escalar que determina o tamanho do passo na direção do ponto ótimo.

A partir deste novo ponto, é feito novamente o cálculo da matriz gradiente e assim recomeça a procura por um ponto que satisfaça melhor a FD. Foram usados três métodos de gradiente que diferem entre si no cálculo da direção da busca.

A otimização do Genesys utiliza o método do gradiente conjugado, desenvolvido por Fletcher e Reeves [1]. A direção de busca é uma combinação linear da direção anterior e do gradiente da FD:

$$S^0 = -\nabla f(x^0). \quad (4.2)$$

Calcula-se na Eq. (4.3) o próximo ponto:

$$X^1 = X^0 + \lambda^0 S^0. \quad (4.3)$$

A partir de então a direção de busca S será dada como:

$$S^{k+1} = -\nabla f(x^{k+1}) + S^k \frac{\nabla^T f(x^{k+1}) \nabla f(x^{k+1})}{\nabla f(x^k) \nabla f(x^k)}. \quad (4.4)$$

Para mensurar o erro que se obtém para o circuito baseado nos objetivos definidos pelo Genesys, o software utiliza-se a seguinte formula:

$$E = \sqrt{\sum_n ((T_n - V_n) W_n)^p}, \quad (4.5)$$

em que p é a ordem de potência do erro (geralmente 2 ou 6, no projeto do diplexador foi utilizado 2), T_n é o valor que se pretende atingir, V_n é o valor atual e W_n é o peso dado para o objetivo.

O erro tem como função indicar se o novo resultado é melhor ou pior que o anterior. A simulação acaba quando o erro tiver valor igual a zero. Caso não seja possível obter os parâmetros desejados é recomendado que deixe a simulação rodando até que o valor mínimo não varie mais.

4.2 VOLTAGE STANDING WAVE RATIO (VSWR)

A propagação de sinais senoidais em sistemas de transmissão descasados pode provocar ondas "estacionárias" na linha de transmissão entre fonte de sinal e antena. Analisando a tensão ao longo do sistema de transmissão (com um voltímetro de RF "virtual"), determinadas regiões possuirão uma amplitude mínima (V_{\min}) e outras uma amplitude máxima (V_{\max}), com picos de tensão (ou corrente) que podem atingir duas vezes a tensão (ou corrente) da fonte de sinal V_i .

As relações entre os valores máximo e mínimo dessas ondas estacionárias medidas nas extremidades do cabo são representadas pelo parâmetro VSWR (*voltage standing wave ratio*), ou em português, ROE (relação de ondas estacionárias).

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}. \quad (4.6)$$

O VSWR é uma forma de medir o casamento de uma antena com sua fonte de sinal, o transmissor. A relação tem ligação direta com o coeficiente de reflexão, podendo ser escrita da seguinte forma:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_C|}{1 - |\Gamma_C|}, \quad (4.7)$$

em que o coeficiente de reflexão pode ser expresso pela razão entre a tensão do sinal que retorna, V_R pela tensão do sinal que é transmitido, V_T .

$$\Gamma_C = \frac{V_R}{V_T}. \quad (4.8)$$

Nos circuitos analisados dos filtros e casadores, o coeficiente de reflexão é igual ao parâmetro S_{11} , onde a porta '1' é onde se conecta o transmissor.

4.3 IMPEDÂNCIA DA ANTENA

O primeiro passo no projeto de um diplexador é determinar as impedâncias de entrada e saída do sistema, esta impedância é definida pelos alimentadores do sistema e pela impedância da antena, que variam de acordo com a frequência do sinal.

Geralmente são conhecidas as impedâncias de saída do transmissor e do cabo coaxial, que no estudo de caso é de 50Ω . Então se faz necessário apenas o cálculo teórico ou empírico da impedância da antena. No estudo de caso foram feitos ambos visando verificar a precisão do modelo teórico como foi visto no capítulo de antenas.

A partir da curva de impedância deve ser feita uma tabela para que a impedância da antena seja inserida no Genesys para simulação. A tabela deve ter um formato que o programa reconheça. A Fig. 4.1 é um exemplo de tabela de impedância que pode ser usada na porta de saída.

#	KHZ	Z	RI	R	1
700	38	34			
710	42	22			
720	36	47			
730	42	58			
740	48	62			
750	46	68			
760	42	72			
770	57	90			
780	60	97			
790	63	100			
800	60	92			
810	59	120			
820	73	120			
830	76	126			
840	80	135			
850	84	139			
860	92	145			
870	95	150			

Fig. 4.1. Tabela da impedância de entrada da antena.

A primeira linha da tabela são os dados que o Genesys utiliza como referência para saber como serão lido os dados da tabela. O símbolo “#” é para leitura do programa, “kHz” indica que a frequência que esta na primeira coluna dos dados está em kHz, o “Z” indica que se tratam dados de impedância, o “RI” indica que a impedância está dividida em parte real e imaginaria e o “R 1” que a impedância está parametrizada em relação a 1, ou seja, o valor colocado é o próprio valor da impedância.

Assim na Fig. 4.1, a primeira linha indica que para uma frequência de 700 kHz a impedância é de $(38 + j 34) \Omega$.

O Genesys faz uma interpolação de primeira ordem a partir dos dados discretos da tabela para obtenção de todos os pontos que serão usados na simulação.

A tabela pode ser feita utilizando o Bloco de Notas do Windows, usando espaço para separar os dados das colunas. Para salvar o arquivo, deve-se utilizar a extensão “.s2p”, que será usada para leitura do Genesys. É recomendável que se coloque o arquivo na mesma pasta onde será salvo o arquivo da simulação.

Para inserir os dados de impedância no Genesys basta indicar o arquivo na posição da impedância da porta do circuito. Nos circuitos simulados pode-se ver que na porta de saída a impedância Z_0 é igual a ‘Média.s2p’, nome do arquivo gerado com a interpolação das impedâncias medidas em campo.

4.4 CASADORES E FILTROS

Primeiro desenham-se os circuitos dos casadores e filtros utilizando componentes ideais para os capacitores e indutores. Então se inserem as portas de entrada e saída que permitem fazer a simulação de parâmetro S do circuito. Nas portas devem ser indicadas as impedâncias das mesmas, sendo 50Ω para as de entrada e para saída a impedância da antena como explicado no capítulo 4.3.

Para determinação dos parâmetros iniciais, utilizam-se os componentes calculados teoricamente em 3.3 e 3.4. Como não é possível realizar casadores e filtros ideais para a banda de transmissão, na otimização dos blocos serão considerados os seguintes objetivos:

Para o casador em 800 kHz:

- $S_{11} < -40$ dB entre as frequências 795 kHz e 805 kHz com peso igual a '1'.

Para o casador em 980 kHz:

- $S_{11} < -40$ dB entre as frequências 975 kHz e 985 kHz com peso igual a '1'.

Para o filtro passa 800 kHz e rejeita 980 kHz:

- $S_{21} < -40$ dB entre as frequências 975 kHz e 985 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} > -0,1$ dB entre as frequências 795 kHz e 805 kHz com peso igual a '1'.

Para o filtro passa 980 kHz e rejeita 800 kHz:

- $S_{21} < -40$ dB entre as frequências 795 kHz e 805 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} > -0,1$ dB entre as frequências 975 kHz e 985 kHz com peso igual a '1'.

Nos circuitos a porta '1' é a entrada e '2' a saída de cada bloco. Os valores dos objetivos foram escolhidos de forma a se obter os melhores casadores e filtros possíveis com a utilização dessa topologia.

As Fig. 4.2 e 4.3 mostram respectivamente os casadores e filtros otimizados seguindo a metodologia descrita.

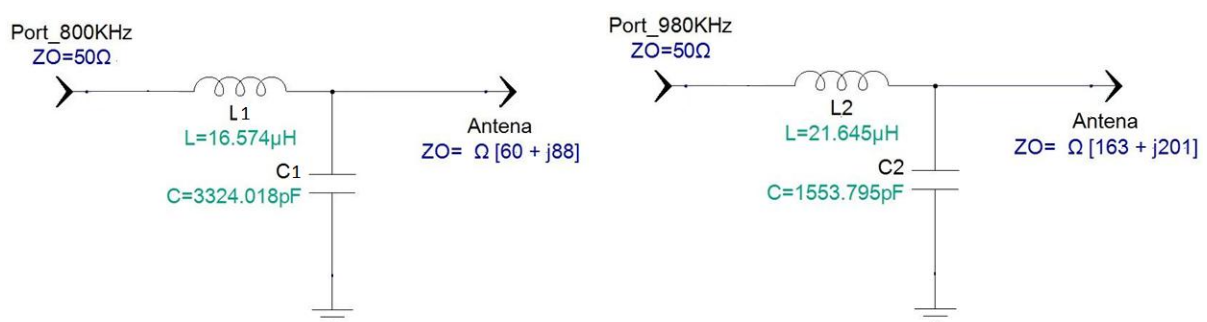


Fig. 4.2. Casadores otimizados.

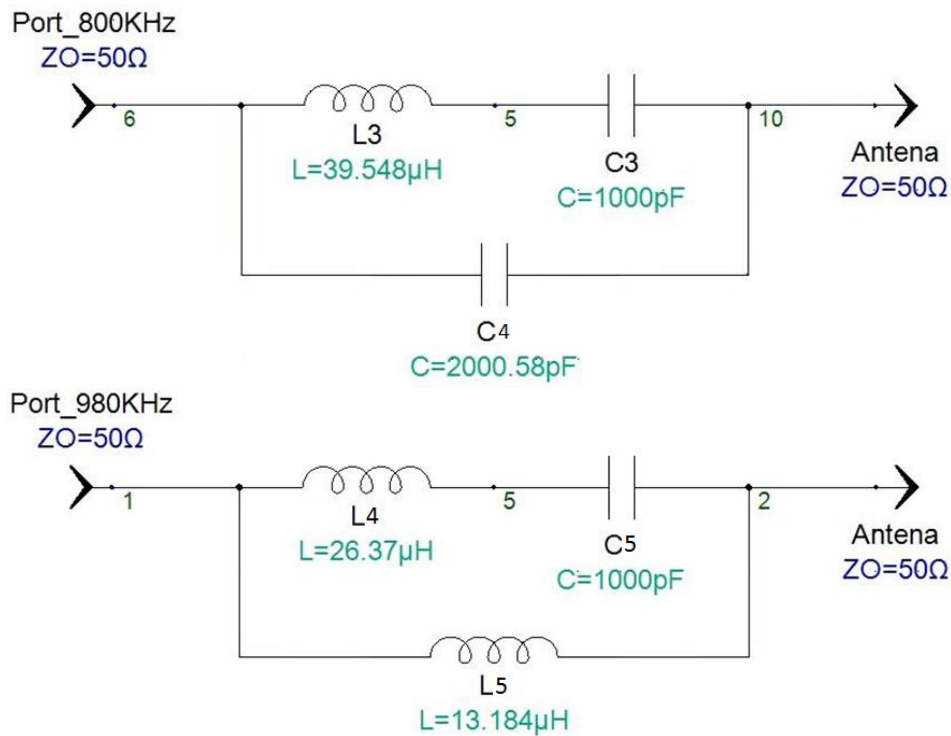


Fig. 4.3. Filtros otimizados.

Comparando os casadores e filtros otimizados com os calculados teoricamente encontramos uma variação não superior a 0,7% em todos os componentes, garantindo assim a coerência entre os resultados.

4.5 BRAÇO

Colocando em série o casador e o filtro para formar os braços do diplexador, se obtém um comportamento diferente, visto que os dois blocos se interferem. Por isso é necessário fazer ajustes no circuito de modo a obter melhor desempenho.

Sabendo que a idéia de cada braço é obter as características do filtro e do casador em um único circuito, otimiza-se o braço utilizando os dados iniciais apresentados nas Fig. 4.2 e 4.3 e os objetivos a seguir:

Para o braço de 800 kHz:

- $S_{11} < -40$ dB entre as frequências 795 kHz e 805 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} < -40$ dB entre as frequências 975 kHz e 985 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} > -0,1$ dB entre as frequências 795 kHz e 805 kHz com peso igual a '1'.

Para o braço de 980 kHz:

- $S_{11} < -40$ dB entre as frequências 975 kHz e 985 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} < -40$ dB dB entre as frequências 795 kHz e 805 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} > -0,1$ dB entre as frequências 975 kHz e 985 kHz com peso igual a '1'.

Após a otimização dos braços foram obtidos os circuitos das Fig. 4.4 e 4.5. O braço é simulado separadamente para garantir melhores valores iniciais para o diplexador, evitando assim mínimos ou máximos locais.

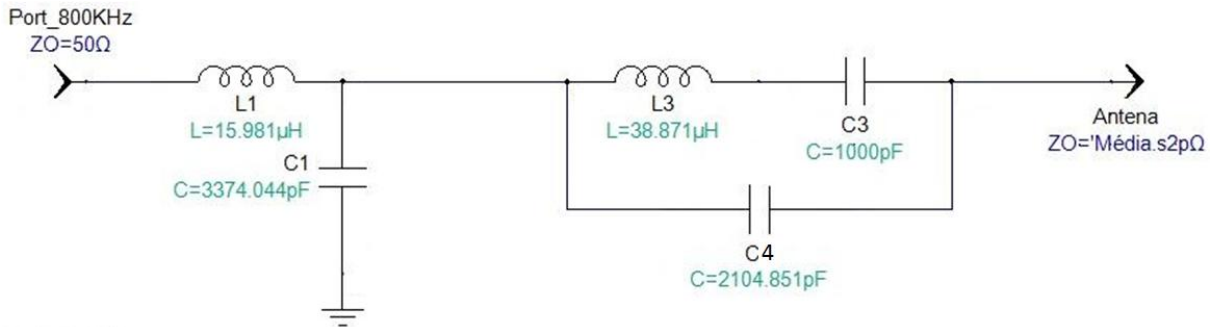


Fig. 4.4. Braço de 800 kHz.

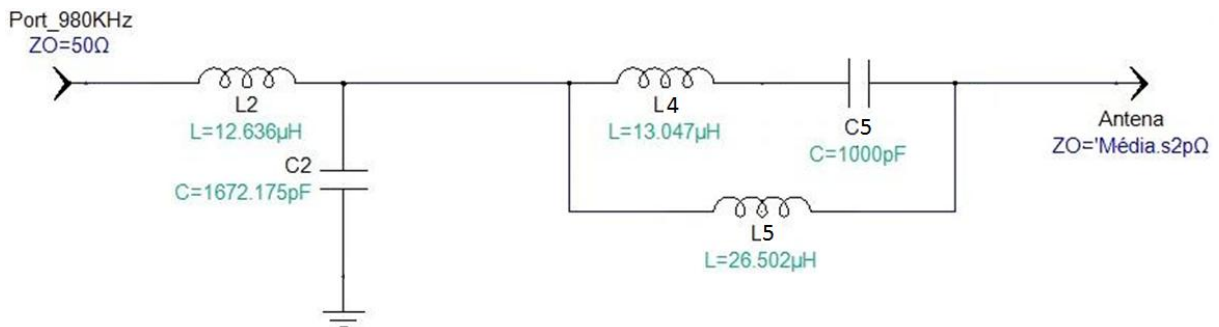


Fig. 4.5. Braço de 980 kHz.

Nas Fig. 4.6 e 4.7 são apresentadas as análises de parâmetro S dos circuitos otimizados, onde na banda de 10 kHz com centro na frequência de transmissão, o parâmetro S_{11} (que está diretamente ligado ao casamento do circuito) do braço de 800 kHz possui valores entre -24 dB e -53 dB, com menor valor no centro da banda. No de 980 kHz, S_{11} varia entre -33 e -44 dB, também com menor valor no centro da banda.

Analisando os resultados pode-se dizer que em 800 kHz, o casamento é melhor para a frequência da portadora, porém o casamento em 980 kHz é melhor em relação à banda toda como pode ser observado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1. Parâmetros dos braços otimizados.

Frequência	VSWR Máximo	VSWR Portadora	Z_{in} em $F_T - B$ (Ω)	Z_{in} em F_T (Ω)	Z_{in} em $F_T + B$ (Ω)
800 kHz	1,153	1,004	45,2	50,2	53,6
980 kHz	1,045	1,015	49,8	50,7	50

Em que Z_{in} é a impedância vista pela porta entrada (Porta 1), F_T é a frequência da portadora do sinal transmitido e B é a banda do sinal transmitido, igual a 5 kHz.

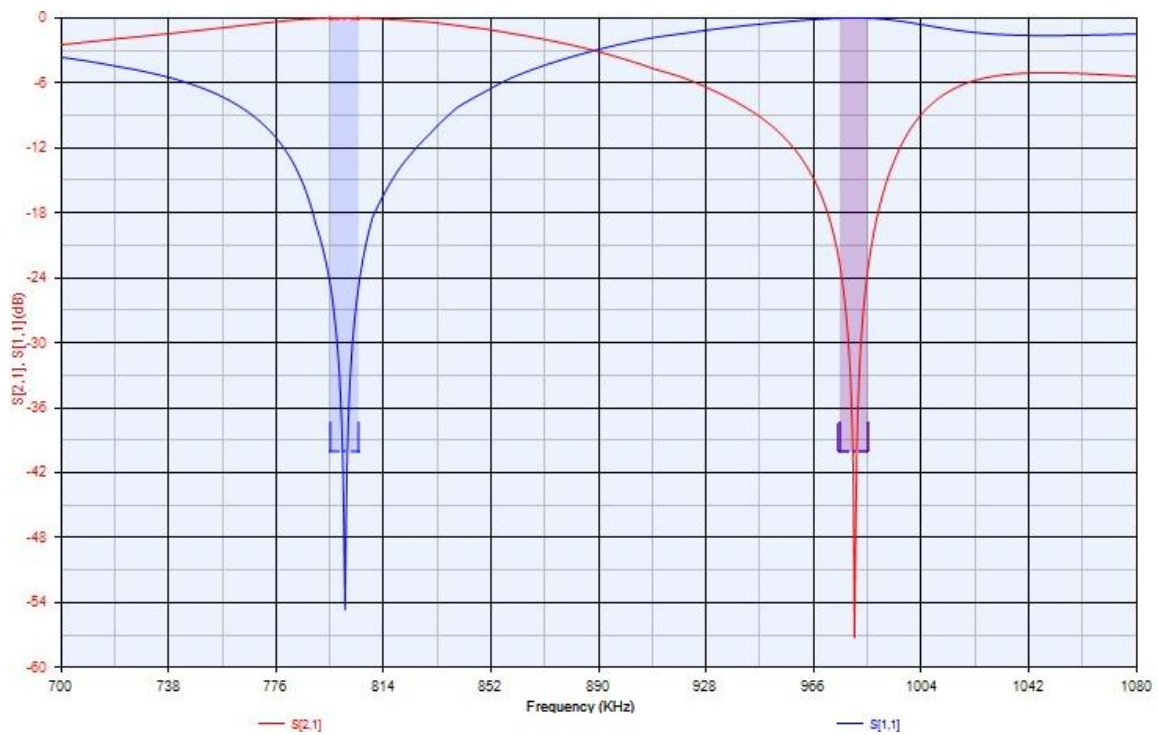


Fig. 4.6. Braço 800 kHz - Parâmetro S (dB) x Frequência (kHz).

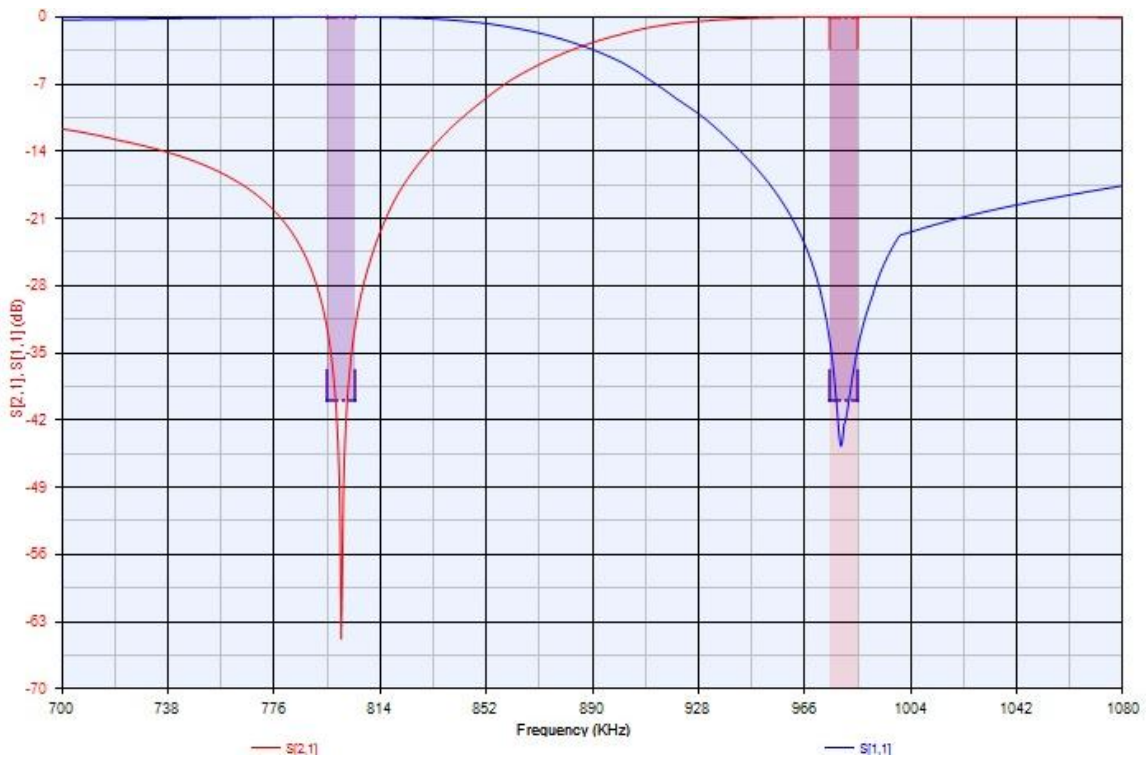


Fig. 4.7. Braço 800 kHz - Parâmetro S (dB) x Frequência (kHz).

Deve-se também analisar a rejeição da banda transmitida pelo outro braço, ou seja, o parâmetro S_{21} deve ser próximo de 0 dB na banda de transmissão e o menor possível na banda do outro sinal. Obtém assim a tabela 4.2.

Tabela 4.2. Parâmetros S_{21} dos braços otimizados.

Frequência	S_{21} em $F_R - B$ (dB)	S_{21} em F_R (dB)	S_{21} em $F_R + B$ (dB)
800 kHz	-22,2	-46,4	-23,5
980 kHz	-31,8	-66	-32,6

Em que, F_R é a frequência rejeitada pelo filtro e B é a banda do sinal transmitido, igual a 5 kHz.

Considerando o menor valor dos filtros, pode-se observar que para o menor valor de S_{21} , -22,2 dB, apenas 0,6% do sinal transmitido pelo outro braço retornam para o transmissor.

4.6 DIPLEXADOR

Com os dois braços já otimizados para serem usados como dados iniciais, desenha-se no Genesys o Diplexador utilizando a topologia apresentada na Fig. 3.1. Para isso basta unir a saída dos

dois braços, de 800 e 980 kHz, à porta de saída. Na simulação a porta de 800 kHz foi chamada de porta 1, a de 980 kHz de porta 2 e a saída para antena de porta 3.

A Fig. 4.8 apresenta o desenho do diplexador já otimizado obedecendo aos parâmetros abaixo:

- $S_{11} < -40$ dB entre as frequências 795 kHz e 805 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} < -40$ dB entre as frequências 975 kHz e 985 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} > -0,1$ dB entre as frequências 795 kHz e 805 kHz com peso igual a '1';
- $S_{11} < -40$ dB entre as frequências 975 kHz e 985 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} < -40$ dB entre as frequências 795 kHz e 805 kHz com peso igual a '1';
- $S_{21} > -0,1$ dB entre as frequências 975 kHz e 985 kHz com peso igual a '1'.

Pode se observar que os parâmetros adotados nada mais são do que a união dos objetivos usados na otimização dos casadores e filtros. Isso ocorre por que o diplexador tem como objetivo obter as características individuais de cada bloco mesmo que eles se interfiram, assim se pode garantir o bom funcionamento do sistema.

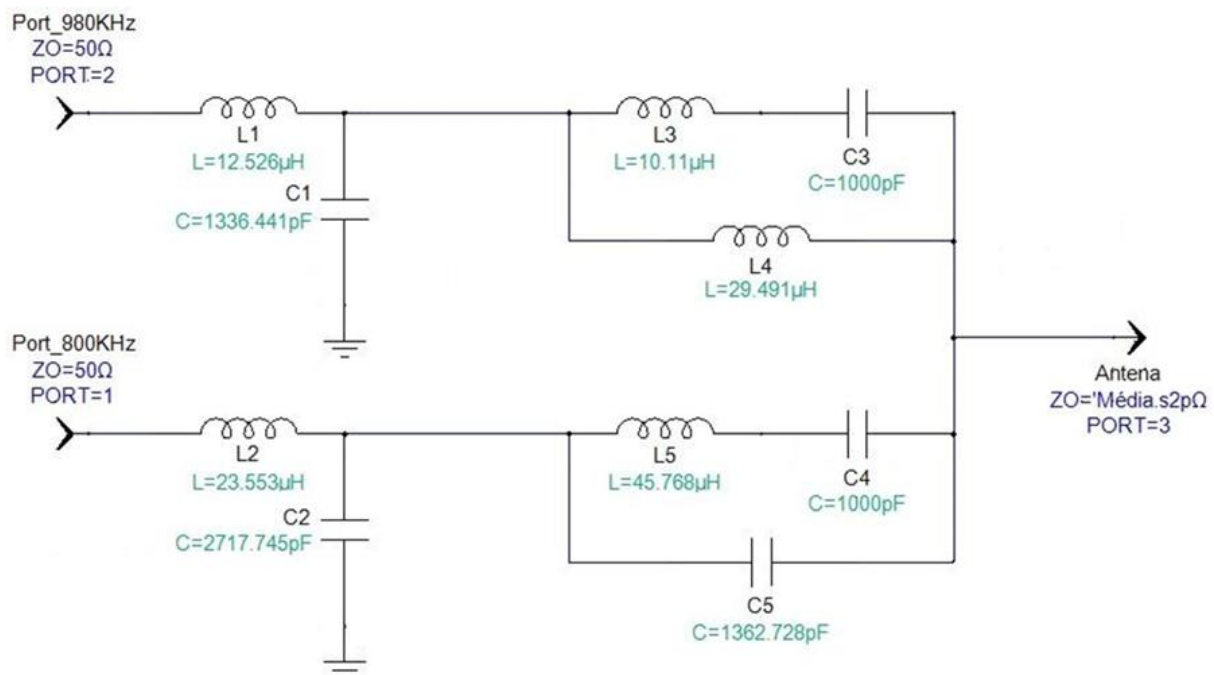


Fig. 4.8. Diplexador otimizado.

Devido às interferências que ocorrem com a união dos dois braços para transmissão dos dois sinais de entrada, percebe-se uma grande mudança do módulo dos valores das capacitâncias e indutâncias do circuito, nota-se que nenhum dos elementos otimizados conservou seu valor original, chegando-se a uma diferença de valores de 160% em L3 e 46,5% em C5. O software otimiza os componentes levando em conta a interferência que cada bloco exerce no outro.

A partir da análise de parâmetro espalhamento da Fig. 4.9 pode-se ver o comportamento do diplexador para a região de frequência simulada.

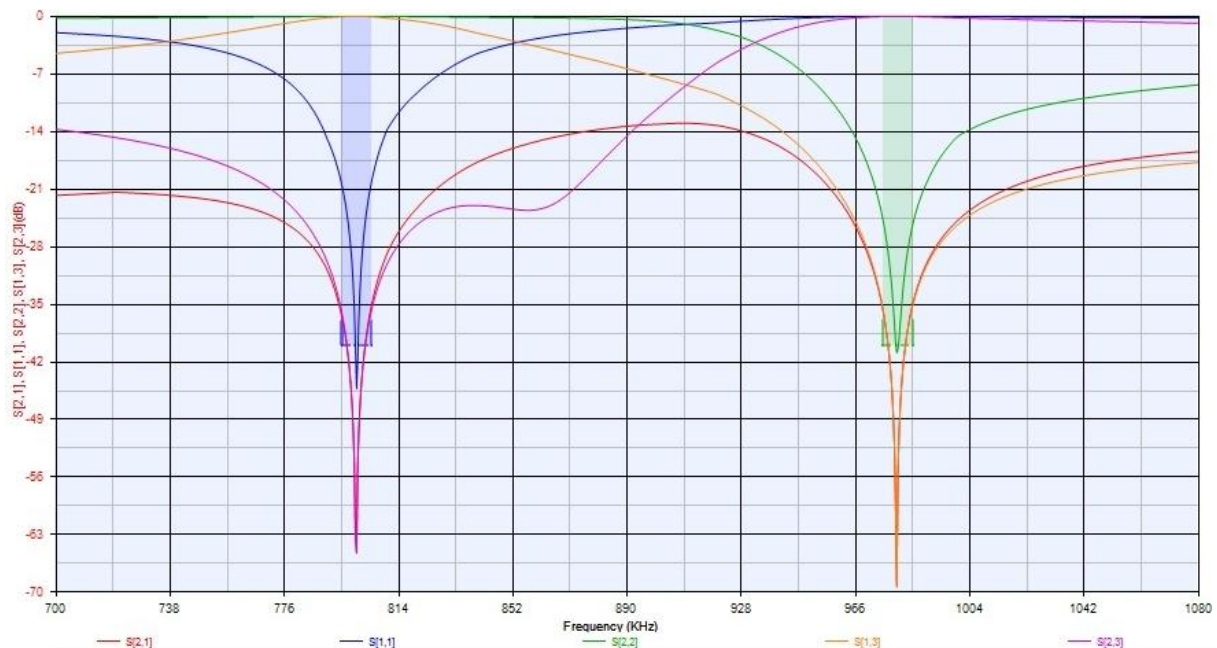


Fig. 4.9. Diplexador - Parâmetro S (dB) x Frequência (kHz).

Os dados obtidos na análise estão melhores apresentados nas Tabelas 4.3 e 4.4.

Tabela 4.3. Parâmetros de casamento do diplexador otimizado.

Frequência	VSWR Máximo	VSWR Portadora	Zin em $F_T - B$ (Ω)	Zin em F_T (Ω)	Zin em $F_T + B$ (Ω)
800 kHz	1,227	1,011	60,9	49,9	41,8
980 kHz	1,133	1,019	47,1	50,9	51,9

Tabela 4.4. Parâmetros de filtragem dos diplexador otimizado.

Frequência	S_{13} Máximo (dB)	S_{13} em Mínimo (dB)	S_{23} Máximo (dB)	S_{23} em Mínimo (dB)
800 ± 5 kHz	0	-0,13	-35,9	-65,2
980 ± 5 kHz	-35,1	-69,4	0	-0,047

Comparando o resultado do diplexador com os obtidos por cada braço independentemente, fica claro a piora no casamento, pelas impedâncias de entrada e pelo VSWR das portas, porém os resultados obtidos satisfazem as características desejadas para o sistema. Pode-se melhorar o resultado fazendo uma otimização mais longa ou até mesmo utilizar uma topologia de casador de impedância que atue numa determinada faixa de frequências e não em uma frequência específica, como foi desenvolvido no projeto teórico.

4.7 ANÁLISE DO DIPLEXADOR TEÓRICO

Analisando o circuito do diplexador calculado teoricamente, que pode ser visto na Fig. 3.18, foram gerados o gráfico de parâmetro S da Fig. 4.10.

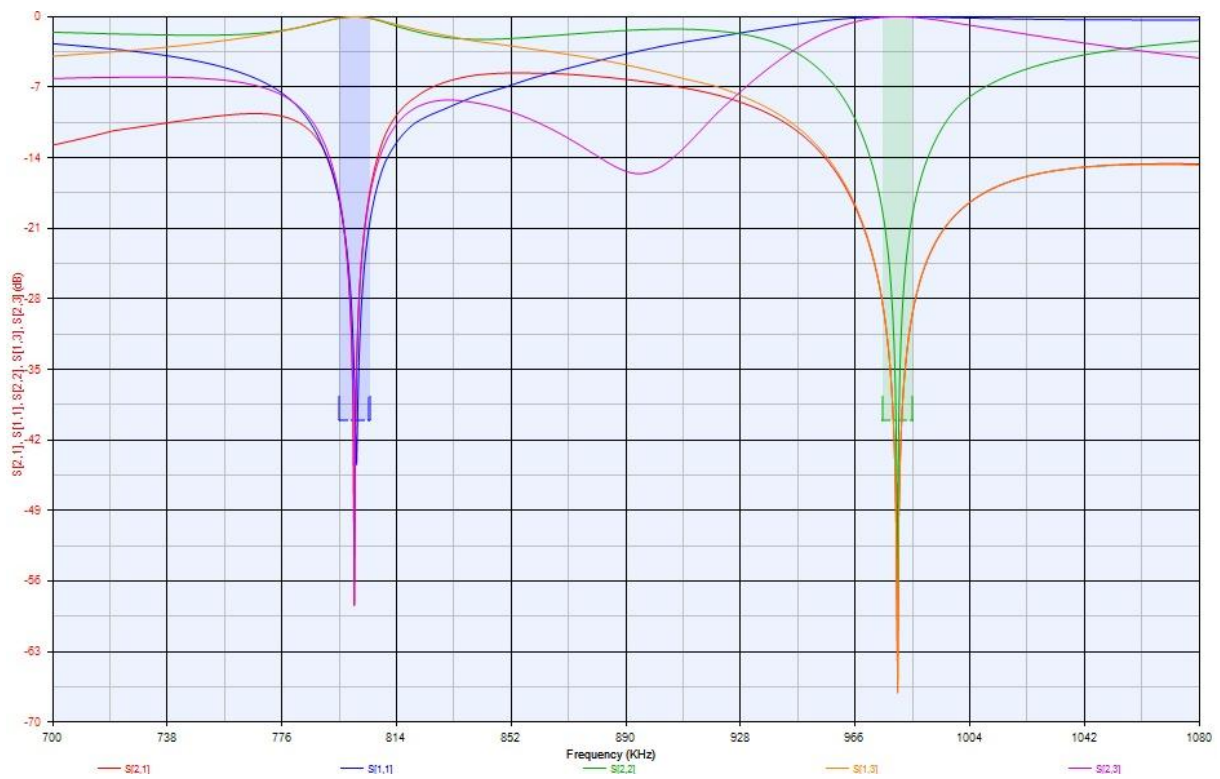


Fig. 4.10. Diplexador Teórico - Parâmetro S (dB) x Frequência (Hz).

Os dados obtidos na análise estão melhores apresentados nas Tabelas 4.5 e 4.6.

Tabela 4.5. Parâmetros de casamento do diplexador teórico.

Frequência	VSWR Máximo	VSWR Portadora	Zin em $F_T - B$ (Ω)	Zin em F_T (Ω)	Zin em $F_T + B$ (Ω)
800 kHz	1,296	1,032	64,7	51,5	41,7
980 kHz	1,272	1,009	60,1	49,9	44,9

Tabela 4.6. Parâmetros de filtragem do diplexador teórico.

Frequência	S_{13}	S_{13}	S_{23}	S_{23}
	Máximo (dB)	Mínimo (dB)	Máximo (dB)	Mínimo (dB)
800 ± 5 kHz	0	-0,13	-19,0	-58,4
980 ± 5 kHz	-29,4	-67,1	0	-0,053

Comparando os resultados obtidos no diplexador teórico com os do otimizado foram obtidas as Tabelas 4.7 e 4.8 onde podem ser mais bem comparados os resultados.

Tabela 4.7. Parâmetros obtidos para transmissão do sinal em 800 kHz.

	Teórico	Otimizado
Impedância em 800 kHz	51,5	49,9
VSWR Máximo	1,296	1,227
S ₁₃ em 980 kHz	-58,4	-65,2

Avaliando os resultados da porta ‘1’, transmissão em 800 kHz, fica claro que a impedância otimizada está mais próxima dos 50 Ω desejados para casamento com o sistema de transmissão. Pelo VSWR, utilizando a Eq. (3.5), encontra-se que no teórico o coeficiente de retorno máximo é de 13% já no otimizado de 10%, que é uma melhora mais não muito significativa, já na frequência de rejeição encontra-se uma melhoria de 6,8 dB, o que é bastante significativo.

Tabela 4.8. Parâmetros obtidos para transmissão do sinal em 980 kHz.

	Teórico	Otimizado
Impedância em 980 kHz	49,9	50,9
VSWR Máximo	1,272	1,113
S ₂₃ em 800 kHz	-67,1	-69,4

Nos resultados da porta ‘2’, transmissão em 980 kHz, verifica-se que a impedância otimizada esta mais distante dos 50 Ω desejados para casamento com o sistema de transmissão. Porém avaliando os resultados na banda como um todo a partir do VSWR encontra-se um casamento melhor.

A partir do VSWR, pela Eq. (3.5), encontra-se que no teórico o coeficiente de reflexão máximo é de 12%, e já no otimizado de 5%. Na frequência de rejeição encontra-se uma melhoria de 2,4 dB.

4.8 CONCLUSÃO

O capítulo quatro apresentou uma metodologia com utilização de ferramentas computacionais para a otimização do diplexador. Os resultados apresentam de forma clara a melhoria que se tem no projeto de um diplexador a partir dessa metodologia, que ajusta o sistema para que ele opere da melhor forma possível, reduzindo perdas e interferências.

A partir dos elementos obtidos no projeto do diplexer será montado e ajustado o diplexador para instalação na EBC, o capítulo cinco apresentará a metodologia que deve ser utilizada para montagem e ajuste do sistema.

5 MONTAGENS E AJUSTES

Este capítulo apresenta os procedimentos para montagem dos componentes do Diplexador, sua utilização em campo e os ajustes que devem ser feitos para garantir a eficiência do sistema.

5.1 ANÁLISE DAS CONDIÇÕES PRÉ-EXISTENTES

Primeiramente no capítulo será apresentado o sistema que se encontra em funcionamento na EBC, onde é transmitida a Rádio Nacional, na frequência de 980 kHz. Existe um sistema de transmissão, que está acoplado a uma linha de transmissão que leva o sinal até uma construção onde está instalado o casador. O casador está conectado à torre que irradia o sinal em Brasília.

Na Fig. 5.1 mostra a chave coaxial, onde são acoplados dois transmissores, sendo um em operação e o outro atuando como reserva em caso de defeitos ou manutenção no sistema. Uma terceira saída é para a carga fantasma que é um dispositivo usado durante testes e ajustes nos Transmissor Principal ou Reserva.



Fig. 5.1. Conexão dos transmissores no cabo coaxial.

Os Transmissores se encontram dentro do prédio, e a saída para a antena pode ser visto na Fig. 5.2.



Fig. 5.2. Início do cabo coaxial.

O sinal então é transmitido através da linha de transmissão , que é apresentado na Fig. 5.3, para o casador que se encontra abrigado em construção fechada, protegendo assim o mesmo contra chuva e a entrada de pessoas e animais. A construção existente é muito ampla, permitindo assim a instalação do diplexador sem necessidades de reformas. A parte interna do abrigo, assim como a localização do casador pode ser vista na Fig. 5.4.



Fig. 5.3. Linha de transmissão, abrigo do casador e a torre.



Fig. 5.4. Parte interna do abrigo.

As Fig. 5.5 e 5.6 mostram o casador existente e a forma como está montado e a conexão com a antena, respectivamente. Na foto do casador pode-se ver a entrada e saída do sinal, os indutores, os capacitores, o amperímetro, o centelhador e a placa metálica aterrada.



Fig. 5.5. Casador existente.



Fig. 5.6. Conexão do casador com a torre.

As boas práticas usadas na montagem do sistema existente serão utilizadas na metodologia de montagem do diplexador.

5.2 NR-10

Para realização de operações em um sistema elétrico, como montagem, medidas ou ajustes, deve-se seguir a “NR 10 - Segurança em instalações e serviços em eletricidade”. Nesse tópico são citados os pontos mais importantes a serem considerados para o trabalho realizado em sistemas de transmissão como o da EBC.

Para realização das medidas é necessário um profissional devidamente capacitado na área, como um engenheiro eletricitista, ou profissional previamente qualificado e com registro no competente conselho de classe. Quem não possuir capacitação adequada somente poderá trabalhar sob responsabilidade do profissional habilitado e autorizado.

Devido à grande probabilidade de descargas atmosféricas as medidas de proteção coletiva não garantem a segurança, por isso é necessário o uso de EPI (Equipamentos de Proteção Individual) para operação do sistema elétrico. Sendo necessário pelo menos o uso de luvas de segurança para proteção das mãos e calçados de segurança para proteção dos pés contra choques elétricos.

De acordo com a NBR 5419 (Proteção de estruturas contra descargas atmosféricas) [13], devido ao campo plano e descampado e à altura da torre, o local onde o Diplexador será instalado, onde serão feitas medidas, ajustes e manutenção, apresenta grande risco de descargas atmosféricas. Por isso em caso de chuva ou grande probabilidade de descargas atmosféricas as atividades devem ser suspensas imediatamente pelo responsável.

Também serão suspensas as atividades caso apresente qualquer tipo de risco não previsto caso não seja possível eliminar ou neutralizar o risco imediatamente.

Somente são considerados desenergizadas as instalações elétricas que atenderem aos procedimentos adequados, que devem ser realizados na ordem abaixo:

1. Seccionamento na saída do transmissor;
2. Impedimento de reenergização, por intermédio de travas;
3. Constatação de ausência de tensão;
4. Instalação de aterramento temporário com equipotencialização dos condutores dos circuitos;
5. Proteção dos elementos energizados existentes na zona controlada, aterrando-os. Devido à distância para baixa tensão, a carcaça do gerador, a ponte e a mesa metálica usada na medição devem ser aterrados.
6. Instalação de sinalização de impedimento de reenergização para que outra pessoa não religue o transmissor;
7. Seccionamento do casador com a antena.

Para reenergização devem ser seguidos os procedimentos na ordem inversa.

A NR-10 vem como um documento importante para proteção dos trabalhadores que atuam com eletricidade garantindo a segurança deles e da instalação.

5.3 MONTAGEM

Nesta seção serão apresentadas algumas práticas de montagem do circuito a fim de se obter um sistema funcionando nas melhores condições possíveis.

5.3.1 CAIXA METÁLICA

Para melhor proteção dos elementos do diplexador contra partículas externas e contato de pessoas é recomendável que cada braço seja montado dentro de uma caixa metálica de dimensões suficientes para comportar todo o circuito montado e de forma que os indutores e capacitores não fiquem muito próximos entre si, evitando interferências.

A caixa deve ter suporte elevador a fim de mantê-la acima do nível do chão, evitando molhar os componentes em caso de chuva ou de limpeza do abrigo onde estão instalados. Como o abrigo se encontra em um terreno plano, sugere-se pelo menos 10 cm acima do solo, porém caso se encontrasse em um nível abaixo do terreno, seria necessária uma altura maior garantindo a segurança dos equipamentos.

As Fig. 5.7 e 5.8 mostram fotos do braço de 800 kHz. Pode-se ver a caixa metálica assim como a disposição dos componentes dentro dela.

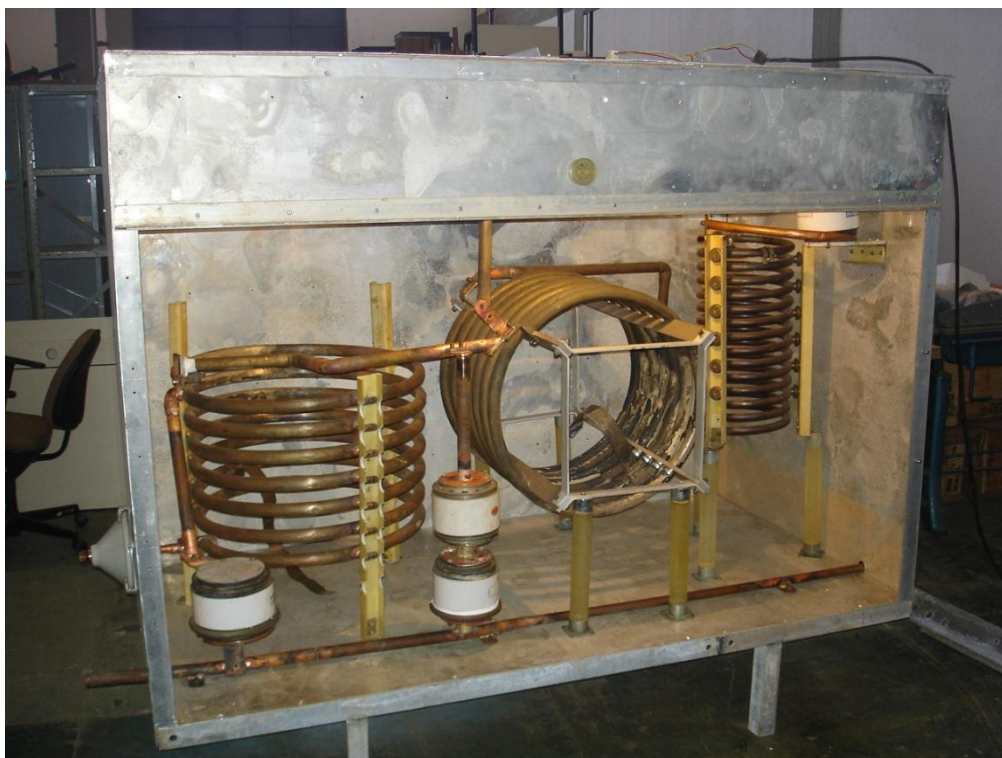


Fig. 5.7. Vista da caixa metálica do braço de 800 kHz.



Fig. 5.8. Vista dos componentes lineares do braço de 800 kHz.

A caixa dos braços projetados para EBC foi feita de alumínio e deve ser aterrada de acordo com [10], garantindo segurança às pessoas e aos equipamentos.

Para facilitar manobras de operação e manutenção, é uma boa prática na montagem da caixa prever iluminação dentro da mesma facilitando assim o trabalho dos funcionários.

Um dos lados da caixa metálica terá parte feita de acrílico permitindo a visualização do circuito sem a necessidade de abrir a porta de acesso. A caixa não pode ser completamente fechada, deve ser prevista uma porta que permita fácil manutenção do sistema. Devido às dimensões da caixa, é recomendada a utilização de porta dupla para reduzir a área necessária para abertura das mesmas.

5.3.2 CONEXÕES

Deve-se tomar cuidado nas conexões dos componentes, evitando perdas na transmissão e prejuízo no funcionamento. Recomenda-se a raspagem dos pontos de conexões para evitar o mau contato entre os componentes.

No estudo de caso os capacitores e indutores são ligados através de barras de cobre que havia disponíveis na EBC. Foram escolhidas barras com dimensão suficiente para a potência de 50 kW que será transmitida através do sistema.

5.3.3 PROTEÇÃO E MEDIÇÃO

Para facilitar a operação e manutenção do sistema, é recomendado que se coloque um amperímetro em série na saída de cada braço dentro da caixa metálica. O amperímetro é um requisito de medição mínimo para saber como o sistema está se comportando, permitindo saber se há presença de curtos-circuitos ou se está sendo transmitida uma potência menor que a desejada.

É recomendável a previsão de seccionadoras na entrada e na saída das caixas metálicas para facilitar operações e manutenções. Sistemas de proteção mais complexos não são necessários devido às excelentes proteções dos transmissores e por se tratar de um sistema robusto.

5.3.3 ISOLADORES

Os isoladores têm como finalidade isolar eletricamente um corpo condutor de outro corpo qualquer, garantindo assim a confiabilidade dos sistemas elétricos. Eles garantem que os elementos do diplexador não entrem em contato com a caixa metálica, que se encontra aterrada.

São fabricados com matérias de alta capacidade de isolamento elétrica e alta resistência mecânica, como porcelana ou fibra de vidro, como será usada no projeto. A escolha da fibra de vidro se deu por ter capacidade de isolamento para a tensão no diplexador e por ter peças disponíveis na EBC, o isolador está apresentado na Fig. 5.9.



Fig. 5.9. Isolador de fibra de vidro.

5.3.4 CENTELHADOR

O centelhador opera como uma chave dependente da tensão. Quando a tensão supera seu valor de "corte" (operação), um arco é criado entre seus terminais, oferecendo um caminho de baixa impedância, pelo pino de menor resistência que deverá estar conectado a terra. Esta operação oferece proteção a sistemas eletro-eletrônicos contra surtos de corrente e tensão, permitindo que o sistema opere em seus níveis normais.

Devido à grande concentração de descargas atmosféricas no local é recomendado então colocar um centelhador em paralelo na entrada do diplexador a fim de proteger o circuito. Como a impedância do mesmo é muito alta, é considerado que ele não interfere significativamente nas características do sistema, por isso foi desconsiderado nos cálculos. No estudo de caso o centelhador será instalado na entrada do diplexador, ele pode ser visto na Fig. 5.10.



Fig. 5.10. Esfera do centelhador.

5.3.5 ATERRAMENTO

Deve-se fazer um sistema de aterramento bem feito a fim de garantir uma baixa impedância com o solo. Recomendam-se valores não superiores a 10Ω .

Já existe um sistema de aterramento onde será instalado o diplexador, porém ainda assim é necessário com a utilização de um terrômetro medir a resistência com o solo e garantir que o sistema de aterramento tenha o menor valor possível. O projeto de um sistema de aterramento assim como a metodologia utilizada na medição do aterramento pode ser visto em [9].

5.3.5 ARRANJO DOS EQUIPAMENTOS

Os braços do diplexador, que se encontram dentro da caixa metálica, devem ser posicionados no abrigo de tal forma que possibilite a adequada manutenção e operação do sistema. Para isso, recomenda-se no mínimo um metro entre a caixa e o objeto mais próximo. No lado de abertura da porta, a distância deve ser acrescida do raio de abertura da porta. Essa distância de um metro foi obtida através das boas praticas da engenharia.

Devido às dimensões do abrigo onde será instalado na EBC, foi constatado que é possível instalar os equipamentos garantindo as condições de distância pré-estabelecidas.

5.4 PROCEDIMENTOS PARA AJUSTE

A concepção e adaptação do diplexador são normalmente bastante complexas e devem ser consideradas pelos fabricantes experientes e engenheiros de campo. Neste capítulo será abordada uma metodologia usual para os ajustes de montagem que devem ser feitos. É importante lembrar que num sistema mal regulado a restauração do funcionamento pode ser demorada e cara.

O guia que será apresentado não oferece garantia de sucesso, mesmo porque o ajuste de sistema multiplexador, de acordo com [11], pode estar mais perto de arte do que ciência, logo ele deve ser visto como uma ferramenta para auxiliar na montagem. Para garantir a qualidade e eficiência dos ajustes é necessário alguém que tenha bom entendimento do funcionamento do sistema, entendendo assim o efeito do ajuste em cada componente.

5.6 CONCLUSÃO

No capítulo foram apresentadas algumas práticas que garantem um melhor funcionamento do sistema, assim como apresentado uma metodologia para ajuste do diplexador.

Devido a atrasos na montagem dos equipamentos e entrega dos transmissores requisitados pela EBC, não foi possível realizar as medidas do sistema em funcionamento. Ficarão como anexo do trabalho as medidas realizadas, assim como os ajustes que forem necessários para o bom funcionamento do sistema.

6 CONCLUSÃO

No decorrer do trabalho foi apresentada uma metodologia para projeto, montagem e ajuste de um diplexador de sinais em ondas médias. Foram utilizadas ferramentas computacionais visando otimizar e analisar o projeto.

A análise do diplexador calculado teoricamente apresentou valores satisfatórios para o funcionamento do sistema, porém com utilização do Genesys, foi possível obter resultados ainda melhores, garantindo assim menores perdas de retorno e melhores parâmetros de filtragem.

As práticas de engenharia apresentadas para montagem do sistema garantem a eficiência do sistema assim como a fácil operação e manutenção do mesmo. Manuais de projetos atualmente não apresentam os aspectos práticos de execução, o que se torna um diferencial do trabalho.

Assim o trabalho atingiu os objetivos propostos, desenvolvendo uma metodologia completa para dimensionamento de um sistema mais eficiente e seguro. A aplicação dessa metodologia implica em um menor tempo para desenvolvimento do projeto, das montagens e principalmente dos ajustes em campo, reduzindo assim o custo da construção e montagem.

Como devido aos atrasos de montagem e entrega do transmissor não foi possível colocar o sistema em operação até a presente data.

Ficam como sugestões para trabalhos futuros o desenvolvimento de uma metodologia para projeto de um multiplexador com N entradas e a compatibilidade do sistema para a rádio digital.

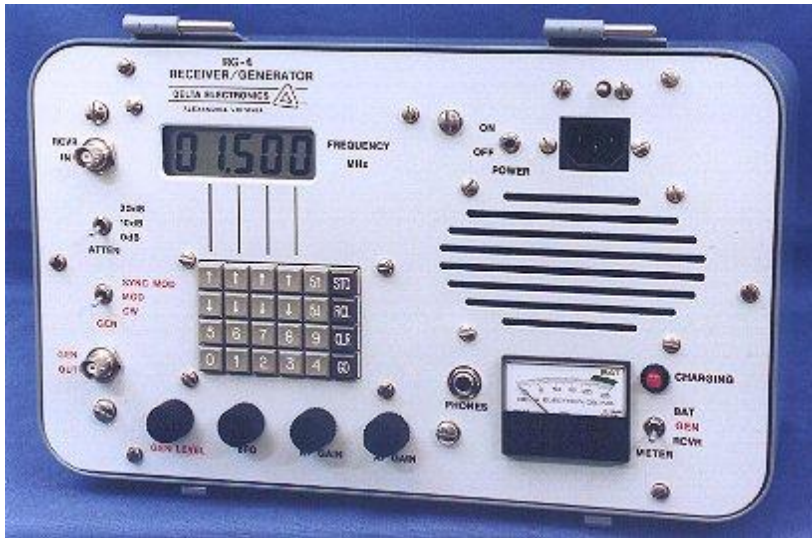
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] EDGAR, T. F.; HIMMELBLAU, D. M. *Optimization of chemical processes*. McGraw-Hill, 1989.
- [2] ALEXANDER, CHARLES K.; SADIKU, MATTEW N. O. *Fundamentos de Circuitos Elétricos*. McGraw-Hill, 2000.
- [3] OPPENHEIM, Alan V.; SCHAFER, Ronald W. *Discret-Time Signal Processing*. Prantice-Hall, 1999.
- [4] FROTA, Lúcio Mendes. *Impedância de Entrada de Torres Irradiantes de Ondas Médias*. Trabalho realizado para a Empresa Brasileira de Radiodifusão, Setembro 1983.
- [5] ESTEVES, Luiz Claudio. *Antenas – Teoria Básica e Aplicações*. McGraw-Hill, 1980.
- [6] STORN, Rainer. *On the Usage of Differential Evolution for Function Optimization*.
- [7] MATTHAEI, George L.; YOUNG, Leo; JONES, E. M. T. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structure*. McGraw-Hill, 1980.
- [8] KING, Ronold W. P.; FIKIORIS, George J.; MACK, Richard B. *Cylindrical Antennas and Arrays*. Cambridge University Press, 2002.
- [9] FILHO, João Mamede. *Instalações Elétricas Industriais*. LTC, 2010.
- [10] ABNT. *NBR 5410/2004 - Instalações elétricas de Baixa Tensão*. 2004.
- [11] LBA GROUP. *A Primer on Diplexer / Triplexer Adjustment Procedures: Technical Note 118*. <http://www.lbagroup.com/associates/lbatn118.php>. Acesso dia 25/08/2010 às 18:41.
- [12] POZAR, David M. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 1998.
- [13] ABNT. *NBR 5419/2001 –Proteção de Estruturas Contra Descargas Atmosféricas*. 2001.
- [14] BROWN, George H. *A Consideration of the Radio-Frequency Voltages Encountered by the Insulating Material of Broadcast Tower Antennas*.
- [15] STUTZMAN, Warren L. *Antenna Theory & Design*. IE-WILEY, 1997.
- [16] CARTER, P. S. *Circuit relations and radiating systems and applications to antenna problems*. Proc. IRE Vol. 20, 1932.
- [17] PICANÇO, R. P. *Desenvolvimento de uma Interface Integrada para o Projeto e Análise de Antenas Utilizando o Metodo das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo(FDTD)*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM-254/06, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 92p. 2006.
- [18] YEE, K. S. *Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media*. IEE Trans. Antennas and Propagation, Vol 14, 1966, pp. 302-307.
- [19] TERMAN, Frederick E. *Electrical and Eletronic Engineering Series*. MCGRAW-HILL, 1951.

[20] ALLEN, Philip E.; HOLBERG, Douglas R. *CMOS Analog Circuit Design*. OXFORD University Press, 2002.

[21] <http://www.813am.qsl.br/madlinks/propagh/propag.html>, Acesso dia 17/05/2010 às 15:30.

ANEXO 1



Introduction

The RG-4 Receiver/Generator is Delta's newest model in its continuing line of precision RF generators and null detection receivers for impedance bridges. The RG-4 is designed as the ideal companion instrument for Delta's OIB-1 and OIB-3 MF Operating Impedance Bridges and the OIB-2 HF Operating Impedance Bridge. These bridges and the RG-4 form a complete portable impedance measuring system.

Description

The RG-4 operating frequency range is from 100 kHz to 29.999 MHz in 1 kHz steps. The generator output is adjustable to 10 VRMS (2 Watts), 100 kHz to 20 MHz, and 4 VRMS (0.3 Watts) above 20 MHz. Receiver sensitivity is 5 microvolts with separate front panel gain controls for RF and audio levels. Generator to receiver isolation is greater than 120 dB.

In noisy environments or under conditions of interfering signals, the generator can be modulated by an internal 50 Hz squarewave and the receiver's coincidence detector circuit will provide clean positive nulls. The generator can also be modulated by an internal 400 Hz signal at 90% modulation. When operated in this manner, the receiver provides both visual and audible null indications.

Frequency selection is accomplished by a front panel keypad which controls a precision phase locked loop digital frequency synthesizer. The operating frequency is displayed on a large LCD front panel readout. To expedite field tests, nine storage registers provide recall of frequently used frequencies. Frequency increment and decrement keys provide manual sweeps of a chosen frequency in 1, 10, 100 or 1000 kHz steps. Separate 5 kHz increment and decrement keys simplify FCC required antenna impedance sweeps. Rechargeable batteries power the unit for field measurements for two and a half hours minimum at full RF output. The AC supply/charger operates from either 120 or 240 VAC. The power supply will both power the unit and charge the batteries at the same time. Automatic

switching to a "trickle" charge mode maintains full charge without battery damage. The lightweight construction combined with a rugged weatherproof aluminum case make this instrument equally at home on the service bench or in the field.

Applications

The RG-4 is designed to be used in conjunction with any conventional impedance bridge for antenna measurements in the AM Broadcast and HF bands. A dramatic improvement in signal-to-noise ratio will be realized when the RG-4 is used with the Delta Model OIB-1, OIB-2 and OIB-3 Operating Impedance Bridges. The patented circuit of the OIB series of impedance bridges places the high level generator output directly in parallel with the interfering signals on the antenna.

With conventional bridges, the generator is attenuated by the measuring network of the bridge before competing with any interfering signals. Such operation can make nulling of the bridge difficult.

Interference problems are virtually eliminated using the RG-4/OIB combination. The excellent generator to receiver shielding and the dramatic improvement in the signal-to-noise ratio makes the RG-4/OIB combination the consultant's choice for either HF or broadcast antenna impedance measurement applications.

Frequency Range:	100 kHz to 29.999 MHz in 1 kHz steps
Generator/Receiver Isolation:	Greater than 120 dB
Generator:	<hr/>
Output:	100 kHz to 20 MHz, Adjustable to 10 VRMS (2W) into 50 ohms 20 MHz to 27.5 MHz, Adjustable to 5 VRMS (0.5W) into 50 ohms 27.5 MHz to 29.999 MHz, Adjustable to 4 VRMS (0.3W) into 50 ohms
Modulation:	400 Hz 90% AM, 50 Hz squarewave
Output Connector:	BNC Female
Receiver:	<hr/>
Type:	Dual Conversion Superheterodyne with AGC
Sensitivity:	5 μV Nominal

Selectivity: -3 dB Bandwidth: 3.8 kHz
-45 dB Bandwidth: 18 kHz

BFO: On/Off, 455 kHz \pm 5 kHz

Audio Output: Internal speaker or headphone connected to front panel phone jack

Input Connector: BNC Female

Metering:

Battery (BAT) Battery or power supply voltage

Generator (GEN) Generator output in VRMS

Receiver (RCVR) AGC level or coincidence detector output

Charging LED: Illuminated during battery charging, flashes during trickle charge mode

Power: Battery Operation - Two Gel/Cells® (or equivalent)
Operating Time (Full Charge) - 2.5 hours nominal at 68° F
Recharge Time - 6 hours nominal
Line Operation - 120/240 VAC \pm 10%, 47/63 Hz, 35 Watts

Temperature: Operating: 0° C to +40° C
Storage: -10° C to +60° C

Size: 13.5" W (343 mm) x 8" D (203 mm) x 12" H (305 mm)
excluding carrying handle

Weight: 23 pounds (10.5 kg) with batteries

Order Numbers: RG-4 with 120 VAC Power Supply: 915-0011-001
RG-4 with 240 VAC Power Supply: 915-0011-002

Frequency Range:

Model OIB-1 and Model OIB-3

Operating Impedance Bridges

DELTA ELECTRONICS



Model OIB-1



Model OIB-3

Description

The Model OIB-1 and Model OIB-3 Operating Impedance Bridges measure the operating impedance of antennas, networks, transmission line sections, and the common point of directional antenna systems while they are functioning at operating power levels. Both bridges operate with a through power of up to 5,000 Watts, and thus, provide an impedance measurement of the load while operating in its normal environment with RF power applied. This "operating impedance" cannot be measured by classical impedance bridge methods because the system characteristics are disrupted when the bridge is inserted in the circuit. Since classical design bridges are incapable of handling large amounts of power, they measure the low level impedance which may be different at operating power levels due to coupled impedances or impedance variations with power. The Operating Impedance Bridge applies almost all of the source power to the load thereby minimizing interfering effects from adjacent antennas or from strong signals on nearby frequencies. The OIB-1 and OIB-3 Operating Impedance Bridges thus satisfy a critical test equipment requirement of consulting and broadcast station engineers.

The Operating Impedance Bridge connects directly in series with the transmission line, network, or antenna. The transmitter power is applied and a bridge balance is obtained by manipulating the R and X dials on the front of the bridge. A null reading on the front panel meter indicates bridge balance. Operating resistance and reactance are then read directly from the bridge dials. The bridge can also be used with the Delta RG-4 or other receiver/generator equipment to make impedance measurements. The bridge has been accepted by the FCC for measurement of license common point impedance. Application Bulletins 1 and 3, available on request, describe additional uses of the Operating Impedance Bridge.

The OIB-3 Operating Impedance Bridge is an advanced version of the industry standard OIB-1. It provides all of the OIB-1 features plus extended resistance and reactance ranges, and an improved meter amplifier. The OIB-3 is furnished in a rugged drawn aluminum enclosure and does not require an additional carrying case.

The Model CPB-1, CPB-1A and CPB-1B Common Point Impedance Bridges are similar to the portable Model OIB-1 and OIB-3 bridges, but are designed for permanent installation in the phasing equipment at the antenna common point.

SPECIFICATIONS	
Frequency Range:	500 kHz to 5 MHz
Through Power Rating:	5 kW modulated; 10 kW carrier only, with VSWR 3:1
Insertion Effect:	Equal to 9 inches of 150-ohm line
Functions:	
OIB-1:	Direct reading in R, -400 to +400 ohms Direct reading in X, -300 to +300 ohms at 1 MHz Measures VSWR, $Z_0 = 0$ to 400 ohms Indicates relative forward and reflected power
OIB-3:	Direct reading in R, -1000 to +1000 ohms Direct reading in X, -900 to +900 ohms at 1 MHz
Accuracy:	R and X, $\pm 1\%$ ohm. Dials individually calibrated and engraved. For high reactance to resistance ratio, the resistance accuracy is reduced. A

correction equation and curve is supplied for these high Q measurements.

RF Source: Transmitter, transmission line, etc., or signal generator with adapting connector

Detector: Internal for high power source. BNC connector on front panel for external detector when used with signal generator. For the OIB-1, an amplifier for the internal detector is available as a factory installed option. For the OIB-3, the RF amplifier for the internal detector is standard.

Terminals: Input and output are large UHF receptacles (UG-357/U). Standard 18" input and output clips supplied with bridge. Optional 12" leads at no extra cost when specified with order.

Accessories: MJ-50 Meter Jack
BP-50 Bridge Plug
Connector Adapters:

Large UHF to BNC Female (D81-13)

BNC Female to GR (D81-59)

BNC Female to N Male (D81-76-1)

BNC Male to N Male (D81-76-2)

Large UHF to N Female (D81-77)

N Male to UHF Female (D81-100)

Dimensions: OIB-1: 12-1/2" wide by 9-1/2" high by 5-1/4" deep
OIB-3: 13-1/2" wide by 10" high by 8" deep

Weight: OIB-1: 10 lbs
OIB-3: 15 lbs

Order OIB-1 w/18" Leads: 920-0001-001

Numbers: OIB-1 w/12" Leads: 920-0001-002

OIB-3 w/18" Leads: 920-0006-001

OIB-3 w/12" Leads: 920-0006-002