

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Mauricio Sinigaglia

**ANTENA LEVY, UM DIPOLO ALIMENTADO COM LINHA PARALELA
RESSONANTE: REVISÃO, ESTUDO DE CASO E SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA
IRRADIANTE MULTIBANDA PARA RADIOAMADORES**

Florianópolis

2023

Mauricio Sinigaglia

**ANTENA LEVY, UM DIPOLO ALIMENTADO COM LINHA PARALELA
RESSONANTE: REVISÃO, ESTUDO DE CASO E SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA
IRRADIANTE MULTIBANDA PARA RADIOAMADORES**

Trabalho de Conclusão do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

Florianópolis

2023

Ficha de identificação da obra

SINIGAGLIA, MAURICIO

ANTENA LEVY, UM DIPOLO ALIMENTADO COM LINHA PARALELA
RESSONANTE : REVISÃO, ESTUDO DE CASO E SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA
IRRADIANTE MULTIBANDA PARA RADIOAMADORES /MAURICIO SINIGAGLIA ;
orientador, Walter Pereira Carpes Junior, 2023.

143 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade
Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Linhas de transmissão de RF. 3.
Antenas multibanda. 4. Acoplamento indutivo. 5. radioamadorismo.
I. Carpes Junior, Walter Pereira . II. Universidade Federal de
Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Mauricio Sinigaglia

**ANTENA LEVY, UM DIPOLO ALIMENTADO COM LINHA PARALELA
RESSONANTE: REVISÃO, ESTUDO DE CASO E SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA
IRRADIANTE MULTIBANDA PARA RADIOAMADORES**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 08 de agosto de 2023



Documento assinado digitalmente
Miguel Moreto
Data: 08/08/2023 11:36:41-0300
CPF: ***.850.100-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Miguel Moreto, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Documento assinado digitalmente
Walter Pereira Carpes Junior
Data: 08/08/2023 10:11:10-0300
CPF: ***.566.599-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Renato Lucas Pacheco
Data: 08/08/2023 10:21:08-0300
CPF: ***.751.489-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Eduardo Augusto Bezerra
Data: 08/08/2023 13:17:05-0300
CPF: ***.851.577-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Eduardo Augusto Bezerra, PhD
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais Orelino Sinigaglia e Marlene F. T. Sinigaglia pela dedicação ao bem-estar dos filhos. Agradeço o apoio e o incentivo durante toda minha vida.

Agradeço ao meu irmão Cassiano Sinigaglia, que mesmo à distância sempre me encorajou a seguir em frente.

Ao colega e amigo radioamador José Ruiz (PP5AFO) e sua falecida esposa Ida Lídia Araújo Ruiz, que sempre me receberam e trataram como filho em sua residência em Florianópolis, onde tivemos incontáveis horas de boas conversas. Da mesma forma ao amigo José Jorge Klöppel (PP5JJK) e esposa Uieda Maria da Cruz Kloppel, de Palhoça.

Ao meu orientador, Prof. Walter Pereira Carpes Junior, pela imensurável paciência e boa vontade durante a realização desse trabalho. Ao Prof. Renato Lucas Pacheco e ao Maykon Bergmann Martins, que em suas funções administrativas do curso, sempre fizeram o possível para ajudar e orientar todos os alunos.

Ao amigo e Eng. Marcínio Afonso Stabile (PU5KRO), com quem trabalhei nos últimos dois anos e está sempre disposto e capacitado a ensinar.

“Eu fiz o mundo melhor, ou eu adicionei uma ameaça?”

(MARCONI, 1934)

RESUMO

São poucos os sistemas de antenas ou irradiadores multibanda empregados por radioamadores que realmente funcionam da forma esperada. Isso se deve normalmente à falta de compreensão dos requisitos gerais e específicos para tais sistemas funcionarem. O sistema irradiante multibanda Levy é um dos mais eficientes dessa categoria. Devido à sua incompreensão teórica e construtiva, por vezes apresenta resultados insatisfatórios. Este trabalho visa fornecer informações aos radioamadores interessados em sua utilização correta e eficaz. Será feita a revisão da teoria necessária para compreender e analisar o sistema irradiante multibanda Levy. Também, vamos analisar a linha de transmissão bifilar paralela com dielétrico de ar, o dipolo linear e os métodos de casamento de impedâncias por acoplamento indutivo bem como comparar os resultados teóricos com resultados de simulações e valores práticos dos componentes do sistema. Serão apresentados métodos para determinar os valores reais dos componentes necessários para construir um sistema prático. Vamos analisar e comparar o desempenho do protótipo estudado bem como simular a linha de transmissão e o dipolo com o programa MMana-Gal. Vamos também apresentar detalhes e sugestões para a construção dos elementos que compõem o sistema irradiante. Por fim, vamos apresentar vantagens e desvantagens do sistema estudado.

Palavras-chave: Antena Levy. Sistema Levy. Sistema Multibanda. Linha de Transmissão. Linha Bifilar Aberta. Dipolo. MMana-Gal. Casamento de Impedância. Sintonizador. Acoplador. SWR. Máxima Transferência de Potência. Radioamador. Radioamadorismo.

ABSTRACT

There are few antenna systems or multiband radiators used by radio amateurs that really work as expected. This is usually due to a lack of understanding of the general and specific requirements for such systems to function. The Levy multiband radiant system is one of the most efficient in this category. Due to its theoretical and constructive misunderstanding it sometimes presents unsatisfactory results. This work aims to provide information to radio amateurs interested in its correct and effective use and review the theory needed to understand and analyze the Levy multiband radiating system. We also analyze the bifilar parallel transmission line with air dielectric, the linear dipole and impedance matching methods by inductive coupling. Compare theoretical results with simulation results and practical values of system components. Present methods for determining the actual values of the components needed to build a practical system. Analyze and compare the performance of the studied prototype. Simulate the transmission line and the dipole with the MMana-Gal program. Present details and tips for building the elements that make up the radiant system. Present advantages and disadvantages of the studied system.

Keywords: Levy antenna. Levy System. Multiband System. Transmission line. Bifilar Open Line. Dipole. MMana-Gal. Impedance Matching. Tuner. Coupler. SWR. Maximum Power Transfer. Amateur Radio.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Elementos básicos de um sistema de transmissão e recepção de rádio.	24
Figura 2 – Sistema de transmissão multibanda estudado.	26
Figura 3 – Parâmetros distribuídos de uma seção de linha de transmissão com condutores paralelos e seus equivalentes concentrados.	31
Figura 4 – Linha de transmissão bifilar genérica e suas dimensões.	31
Figura 5 – Segmento de linha de condutores paralelos homogênea.	34
Figura 6 – Linha de comprimento finito terminada em Z_L , correntes e tensões a serem analisadas.	39
Figura 7- Ondas estacionárias na linha de transmissão sem perdas terminada em um circuito aberto.	41
Figura 8- Ondas estacionárias na linha de transmissão sem perdas terminada em um curto-circuito.	41
Figura 9 - Ábaco para determinar a perda total em decibéis de uma linha de transmissão cuja atenuação sem reflexão é conhecida e cuja SWR na carga ou na entrada da linha são conhecidas.	45
Figura 10 - Transição da linha de transmissão paralela para uma antena dipolo.	47
Figura 11- Diagrama de radiação de um dipolo de $\lambda/2$ no espaço livre.	50
Figura 12- Efeito da presença da terra, plano refletor, no diagrama de irradiação do dipolo de $\lambda/2$ para altura de $\lambda/4$ e $\lambda/2$	51
Figura 13- Partes resistiva e reativa da impedância de entrada de um dipolo genérico alimentado no centro em função do comprimento elétrico. Circuitos ressonantes equivalentes.	53
Figura 14 – Distribuição de corrente em um dipolo alimentado pelo centro de comprimento l múltiplo de $\lambda/2$	55
Figura 15- Transformador básico com núcleo de ar.	56
Figura 16- Ligações de L_1 e L_2 para determinar M	57
Figura 17- Topologias de compensação ou sintonia para transformadores de RF com núcleo de ar.	58
Figura 18- Vista superior da antena, linha de transmissão, mastros de sustentação e edificações.	66

Figura 19- Vista de perfil da linha de transmissão e antena e das alturas e comprimentos.....	67
Figura 20- Fotografias da linha de transmissão. De cima para baixo: Ponto de saída da sala de rádio, linha passando sobre a edícula.....	67
Figura 21- Linha de transmissão bifilar passando sobre edícula e subindo até o dipolo.	69
Figura 22- Ponto de curva da linha de transmissão e subida até o dipolo. Abaixo seção horizontal da linha.....	70
Figura 23- Um dos mastros de madeira tratada com 11 m de altura.	71
Figura 24- Detalhes construtivos da linha de transmissão empregada.	73
Figura 25- Detalhes construtivos da antena com isoladores e ponto de conexão central da linha.....	77
Figura 26- Forma de dobras as pontas do dipolo para situações de espaço reduzido.	79
Figura 27- Dipolo linear com $A= 10,20$ m e $l=20,40$ m. Detalhes da corrente para .	81
Figura 28- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear com $A= 10,20$ m e $l = 20,40$ m, $f= 3,65$ MHz.....	82
Figura 29- Dipolo linear com $A = 10,20$ m e $l =20,40$ m. Detalhes da corrente para	83
Figura 30- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear, $f = 7,15$ MHz.	84
Figura 31- Dipolo linear com $A= 10,20$ m e $l=20,40$ m. Detalhes da corrente para .	85
Figura 32- Dipolo linear com $A = 10,20$ m e $l = 20,40$ m. Detalhes da corrente para	85
Figura 33- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear,	86
Figura 34- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear,	87
Figura 35- Dipolo linear com $A = 10,2$ m e $l = 20,4$ m. Detalhes da corrente para ..	88
Figura 36- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear, $f = 29,0$ MHz.	89
Figura 37- Resistência e reatância no centro de um dipolo de $l = 20,40$ m e altura 11 m. Ganho do dipolo em dBi.	91
Figura 38- Estudo de caso, $A =10,20$ m e $B =19,00$ m. Detalhes das correntes para .	93
Figura 39- Estudo de caso, $A =10,20$ m e $B =19$ m. Detalhes das correntes para.....	94
Figura 40- Estudo de caso, $A=10,20$ m e $B =19$ m. Detalhes das correntes para.....	95
Figura 41- Estudo de caso, $A=10,20$ m e $B =19$ m. Detalhes das correntes para.....	95

Figura 42- - Estudo de caso, A =10,20 m e B =19 m. Detalhes das correntes para $f=$ 29 MHz.....	96
Figura 43- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f=$ 3,65 MHz.....	97
Figura 44- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f=$ 7,15 MHz.....	98
Figura 45- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f=$ 14,15 MHz.....	99
Figura 46- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f=$ 21,15 MHz.....	100
Figura 47- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f=$ 29 MHz.....	101
Figura 48-- Resistência e reatância na entrada da linha de transmissão do sistema Levy estudado. Valores obtidos via MMana-Gal.	103
Figura 49- Variação da impedância de entrada de uma linha de transmissão bifilar com 29,20 m de comprimento a uam altura de 11 m do solo real.....	104
Figura 50- <i>NanoVNA</i> utilizado para as medidas de impedância do protótipo.....	105
Figura 51- Resistência e reatância na entrada da linha de transmissão do sistema Levy estudado. Valores medidos com <i>NanoVNA</i>	106
Figura 52- Escala expandida da impedância de entrada para as bandas de 80 m e..	107
Figura 53- Escala expandida da impedância de entrada para as bandas de 20 m e..	108
Figura 54- Escala expandida da impedância de entrada para a banda de 10 m.....	109
Figura 55- Variação de SWR no centro do dipolo estudado para linhas com Z_0 de 50 ohms e 600 ohms.	112
Figura 56- Variação da SWR na entrada da linha considerando a impedância da fonte como 50 ohms. Valores reais medidos com VNA.....	116
Figura 57- Diagrama do sintonizado indutivo empregado no sistema Levy.....	117
Figura 58- Modelo de indutância mútua do sintonizador.....	118
Figura 59- Variação da resistência e da <i>SWR</i> na entrada do sintonizador medidas com <i>VNA</i> . Ajuste para o centro das bandas de 80 m, 40 m e 20 m.	129
Figura 60- Variação da resistência e da <i>SWR</i> na entrada do sintonizador medida com <i>VNA</i> . Ajuste para o centro das bandas de 15 m e 10 m.	130
Figura 61- Fotografia do sintonizador real montado na parede da sala de rádio. Bobina para a banda de 40 m plugada.	131

Figura 62- Detalhe da barra de terminais para conexão das bobinas intercambiáveis e do conector coaxial para ligação do transceptor.	132
Figura 63- Vista lateral do sintonizador, mostrando os dois capacitores variáveis <i>CV1</i> e <i>CV2</i>	133
Figura 64- Conjunto de bobinas para as cinco bandas de operação.	134
Figura 65- Diagrama de um simples e eficiente indicador de <i>SWR</i>	136
Figura 66- Vistas frontal e traseira do indicador de <i>SWR</i> caseiro utilizado nos ajustes do sintonizador.	137
Figura 67- Parte interna do indicador de <i>SWR</i> . Destaque para o acoplador bidirecional.	138
Figura 68- Imagem de osciloscópio mostrando as formas de tensão na entrada da linha de transmissão bifilar. 14,150 MHz.	140
Figura 69- Medida de equilíbrio na linha bifilar. Ponteiras do osciloscópio.....	141
Figura 70- Modo de ligação de lâmpadas para indicação relativa de equilíbrio na linha.	142
Figura 71- Fotografia de duas lâmpadas ligadas em paralelo com seções de cada condutor da linha bifilar.	143

LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Características de linhas de transmissão empregadas comercialmente e por radioamadores.....	44
Tabela 2- Parâmetros distribuídos da linha do protótipo e constantes utilizadas.....	75
Tabela 3- Resultados para Impedância e Admitância distribuídas da linha.....	75
Tabela 4- Constante de propagação da linha de transmissão.	76
Tabela 5- Impedância característica e velocidade de fase da linha de transmissão. ..	77
Tabela 6- Bandas de radioamador, limites de frequência e frequência média.	79
Tabela 7- Resumo de parâmetros do dipolo de $l = 20,4$ m, altura de 11 m.....	90
Tabela 8- Valores calculados da Impedância na entrada da linha (Z_x) para a linha de 19 m de comprimento e antena dipolo com $l = 20,4$ m e 11 m de altura.	93
Tabela 9- Valores simulados da impedância de entrada da linha de transmissão do caso em estudo.....	102
Tabela 10- Valores medidos da impedância de entrada da linha de transmissão do sistema Levy para o centro de cada banda.	109
Tabela 11- Comparação de SWR e atenuação para linha coaxial e para linha aberta.	113
Tabela 12- Resistência e reatância de Z_L . C ou L resultantes. Valores de impedância Série.....	119
Tabela 13- Valores de L_{2ef} , C_{sef} , $CV1$, $CV2$, $L1$ e $CV3$ para secundário com sintonia série.....	124
Tabela 14- Valores de L_{2ef} , C_{pef} , $CV1$, $CV2$, $L1$ e $CV3$ para secundário com sintonia paralela.....	126
Tabela 15- Dados construtivos das bobinas $L1$ e $L2$ utilizadas no protótipo do sintonizador	135

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	23
1.1	OBJETIVOS	26
1.1.1	Objetivo Geral.....	26
1.1.2	Objetivos Específicos	27
2	FUNDAMENTAÇÃO.....	29
2.1	LINHAS DE TRANSMISSÃO	29
2.1.1	Parâmetros Distribuídos	30
2.1.2	Tensão e corrente nas linhas de transmissão.	34
2.1.3	Linha de Transmissão Terminada	38
2.1.4	Perdas em linhas de transmissão.	42
2.2	ANTENAS.....	46
2.2.1	O dipolo de meia onda	48
<i>2.2.1.1</i>	<i>Diagramas de radiação</i>	<i>49</i>
<i>2.2.1.2</i>	<i>Impedância de entrada</i>	<i>51</i>
2.2.2	O dipolo linear de comprimento finito.....	52
2.3	ACOPLAMENTO INDUTIVO.....	56
3	ANÁLISE DE UM SISTEMA LEVY PRÁTICO	65
3.1	DISPOSIÇÃO DO SISTEMA LEVY ESTUDADO.....	65
3.2	DETALHES CONSTRUTIVOS DA LINHA DE TRANSMISSÃO	72
3.3	DETALHES ELÉTRICOS DA LINHA DE TRANSMISSÃO	73
3.4	DETALHES CONSTRUTIVOS DA ANTENA DIPOLO	77
3.5	DETALHES ELÉTRICOS DA ANTENA DIPOLO	78
3.5.1	MMana-Gal, diagramas de radiação e impedâncias simuladas para o dipolo utilizado.	80
3.6	O CONJUNTO LINHA DE TRANSMISSÃO E DIPOLO LINEAR.....	92
3.6.1	Simulação do conjunto linha de transmissão e dipolo para o Sistema Levy real.	93

3.6.2	Medidas do sistema utilizando um VNA	105
3.7	NECESSIDADE DO EMPREGO DE LINHA PARALELA	110
3.8	ALIMENTAÇÃO DO SISTEMA LEVY, O ACOPLADOR INDUTIVO	114
3.8.1	Detalhes elétricos do sintonizador	117
3.8.1.1	<i>Secundário sintonizado em série.....</i>	<i>119</i>
3.8.1.2	<i>Secundário sintonizado em paralelo</i>	<i>124</i>
3.8.1.3	<i>Sintonizador com primário sem CV3.</i>	<i>128</i>
3.8.2	Detalhes construtivos do sintonizador.....	130
3.8.3	Ajustes do sintonizador e do sistema.....	135
4	CONCLUSÃO	145
	REFERÊNCIAS	149
	ANEXO I – Artigo Eletrônica Popular 1971	153

1 INTRODUÇÃO

O fundamento chave da comunicação via rádio, ou sem fio, é a propagação de ondas eletromagnéticas pelo espaço. A geração dos tipos de sinais adequados, a vinculação da informação e sua liberação no espaço constitui a radiotransmissão, enquanto a detecção e extração da informação destes sinais constitui a radiorrecepção (ARRL, 1959). Desta forma, para que exista comunicação sem fio via rádio, uma onda eletromagnética deve ser transmitida e posteriormente recebida.

As ondas de rádio são uma parte do espectro eletromagnético cujas frequências estão compreendidas entre 3 kHz e 300 GHz. Vários serviços de comunicação fazem uso desta faixa, tais como: radiodifusão comercial, telefonia celular, comunicação marítima comercial, comunicação para aviação comercial, comunicações militares, radioastronomia, dentre outras. Algumas porções desse espectro são destinadas ao serviço de radioamador.

O radioamadorismo é um *hobby* técnico-científico e uma categoria dos serviços de telecomunicações. É praticado em quase todos os países do mundo por pessoas habilitadas e licenciadas pelas autoridades de telecomunicações e obedece a regras nacionais e internacionais. Tem como objetivo a intercomunicação via ondas eletromagnéticas de rádio como forma de lazer e para a condução de atividades experimentais, tudo isso sem objetivos pecuniários (ANATEL, 2022).

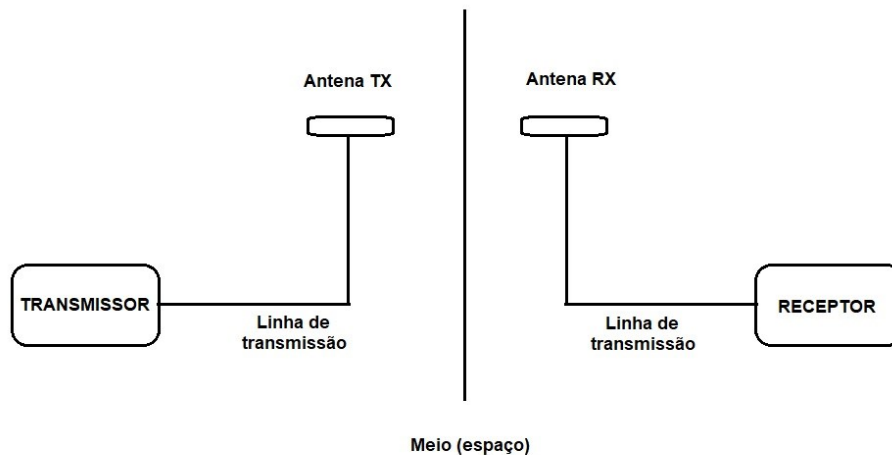
No Brasil, as faixas de frequências destinadas aos radioamadores englobam diversas porções do espectro das ondas de rádio e vão desde frequências baixas, ou LF (do inglês *low frequencies*), até frequências ultra altas ou UHF (do inglês *ultra high frequencies*) (ANATEL, 2018).

Um sistema de comunicação via rádio, ou *link* de rádio, é composto basicamente pelos elementos da Figura 1. O transmissor é o dispositivo onde os sinais de radiofrequência são gerados, por exemplo: um sinal senoidal de amplitude e frequência adequados. A linha de transmissão é o elemento responsável por transportar a energia de radiofrequência 'RF' do transmissor até a antena transmissora ou da antena receptora até o receptor. O receptor irá extrair a informação do sinal recebido.

É possível utilizar a mesma antena para transmitir e receber dados, ou utilizar antenas diferentes para cada função. Nas estações utilizadas por radioamadores, normalmente se utiliza a mesma antena para ambas as funções, seja por motivos de espaço, de custos ou de praticidade.

Segundo Schure (1956), apesar de poder usar a mesma antena para ambas as funções, ela pode não apresentar a mesma eficiência.

Figura 1- Elementos básicos de um sistema de transmissão e recepção de rádio.



Fonte: Desenho do autor, 2022.

De forma geral, antenas que operam em sua frequência natural de ressonância apresentam maior eficiência de irradiação (JONES, 1937). Idealmente, para cada frequência ou faixa de frequências, deve-se utilizar uma antena diferente. Isso é prático para sistemas em que a operação envolve uma frequência ou uma faixa estreita de frequências. No radioamadorismo, a mudança de frequência de operação, assim como de faixa de frequências, ou banda, é mandatória.

Possuir uma antena para cada banda de operação, no mínimo, não é prático. Então, o operador pode se contentar em trabalhar somente em uma faixa ou pode utilizar um sistema de transmissão multibanda com uma única antena e que ofereça operação satisfatória em vários segmentos do espectro de HF.

As principais bandas de operação de radioamadores são: 160 m, 80 m, 40 m, 20 m, 15 m e 10 m. As frequências destas faixas são harmonicamente relacionadas. Cabe salientar que a designação da faixa se dá pelo comprimento médio de onda no espaço, que tem relação com a frequência e o meio de propagação. Isso é estudado no decorrer do trabalho. O fato é que a relação harmônica favorece a utilização de uma mesma antena para transmitir em mais de uma banda.

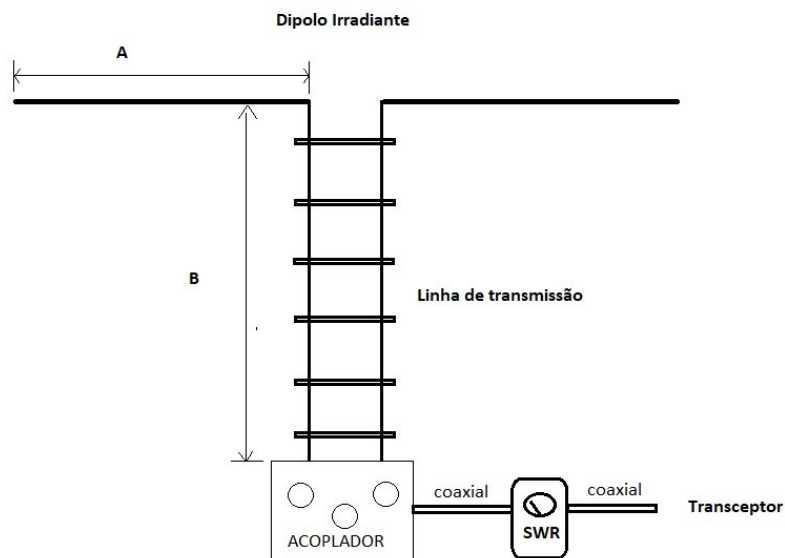
Um tipo de sistema multibanda é normalmente conhecido na Europa como antena “Levy”. Na América do Norte, como antena zepelim alimentada no centro, ou ainda, como antena dipolo para todas as bandas “*all band doublet*”. Apesar de rotulado como antena, a designação correta seria Sistema Levy e sistema zepelim, uma vez que são compostos por antena e linha de transmissão de tipo específico, além de dispositivos adequados para a alimentação da linha.

Esse sistema é geralmente composto de um elemento irradiador tipo dipolo com meio comprimento de onda para a frequência mais baixa a se utilizar, de uma linha de alimentação bifilar paralela e de um dispositivo de sintonia que serve para ajuste da transferência de energia de RF para a entrada da linha de transmissão. A Figura 2 apresenta os principais componentes do sistema estudado. A antena propriamente dita é o *dipolo* de comprimento $2A$, a *linha de transmissão* bifilar tem comprimento B . O elemento de sintonia é a caixa designada como *acoplador*. Do acoplador até o transceptor a ligação é feita com linha de transmissão coaxial comercial de 50 ou 75 ohms. O dispositivo *SWR*, do inglês *standing wave ratio*, ou relação de ondas estacionárias, serve como indicador para ajustar o acoplador de forma que ocorra a melhor transferência de energia de RF do transceptor para a linha.

Neste trabalho são estudados a parte irradiante ou antena, a linha de transmissão bifilar e o acoplador. O transceptor, o transmissor e o receptor podem ser de inúmeros tipos, sem afetar o desempenho do sistema e, portanto, não serão estudados. O indicador de SWR será apresentado de forma básica, com ênfase em sua utilização para os ajustes do sistema.

Esse sistema de transmissão é amplamente utilizado por radioamadores desde os anos 1930. Porém, após os anos 1970, a difusão do uso de cabos coaxiais, aliada à redução de seu custo, fez o sistema Levy ser menos utilizado. Atualmente, são minoria as estações a empregar esse sistema, sobretudo por suas características básicas de operação não serem bem compreendidas, além da exigência de espaço e de características construtivas específicas.

Figura 2 – Sistema de transmissão multibanda estudado.



Fonte: Desenho do autor, 2019.

Por conseguinte, neste trabalho é feita uma revisão dos princípios teóricos necessários para entender o funcionamento da antena Levy, suas vantagens e desvantagens, formas de especificar cada componente do sistema, além de analisar um sistema real e comparar suas características medidas com características simuladas com o auxílio do *software* de simulação de antenas MMana-Gal.

A principal motivação para escolha do tema foi o fato de o autor ser radioamador e de empregar este sistema na sua estação desde 2012. Visto que sempre surgem questionamentos por parte de outros colegas radioamadores sobre o sistema, este trabalho irá servir como fonte de consulta que esclareça tais dúvidas e permita a construção e operação de mais sistemas desse tipo.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é realizar uma revisão dos aspectos teóricos e práticos necessários para compreender o funcionamento do sistema de transmissão multibanda

conhecido como ‘Antena Levy’, destacar parâmetros de projeto e instalação e permitir aos interessados a realização prática de sistemas semelhantes que se adequem às suas condições de espaço e instalações.

Apesar do tema escolhido para esse trabalho parecer antiquado e ultrapassado, não o é. A justificativa para sua escolha reside no fato de o sistema Levy ser um dos poucos, senão o único, sistema multibanda que apresenta resultado satisfatório em praticamente todas as bandas de *HF* para radioamadores e não existir um sistema moderno que o equipare neste quesito. Porém, após os anos 1960, a popularização das linhas coaxiais aliada a um gradativo desaparecimento de informações sobre o sistema Levy na literatura técnica fez com que esse sistema multibanda caísse no esquecimento. Desta forma, resgatar as informações técnicas sobre o sistema irradiante multibanda Levy também é um dos objetivos gerais deste trabalho.

1.1.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Fazer uma revisão teórica sobre linhas de transmissão, antenas e sistema de acoplamento de RF por *link* indutivo.
- Com base na teoria, destacar formas de projeto dos componentes do sistema de transmissão, como as medidas A e B da Figura 2, e dos indutores e capacitores do sintonizador ou acoplador.
- Determinar, de forma aproximada, a impedância de entrada da linha de transmissão para as diferentes faixas de operação, de modo a escolher a configuração correta do sintonizador e a topologia de sintonia.
- Comparar a impedância de entrada obtida por simulação no *software* MManagal e os valores reais obtidos do protótipo via medição usando um VNA, *vector network analyzer*, analisador de rede vetorial.
- Apresentar a variação dos diagramas de irradiação para as diferentes faixas de operação em decorrência da mudança do comprimento elétrico da antena.
- Detalhar o processo de sintonia e ajustes do sistema com auxílio de instrumentos simples que podem ser fabricados artesanalmente

2 FUNDAMENTAÇÃO

Nesta parte do trabalho, é feita a revisão da teoria necessária para analisar o sistema multibanda Levy. Antenas apresentam características semelhantes às apresentadas por linhas de transmissão, portanto faz sentido estudar primeiro as características básicas das linhas de transmissão e depois estudar as características básicas das antenas. Por fim são discutidas as formas de alimentar uma linha de transmissão e o princípio de funcionamento do acoplador por *link* magnético ou indutivo.

2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO

A existência e o comportamento das ondas eletromagnéticas são explicados de forma plena pelas equações de Maxwell, que sintetizam toda a teoria de circuitos elétricos e magnéticos e seus fenômenos, sejam eles estáticos ou dinâmicos.

A propagação das ondas eletromagnéticas pode ocorrer em meios não limitados, como o espaço que, neste trabalho se resume à atmosfera terrestre, assim como pode ocorrer em meios limitados. No primeiro caso diz-se que as ondas são não guiadas; no segundo caso as ondas são ditas guiadas (RAMO; WHINNERY; VAN DUZER, 1993).

Segundo Sadiku (2000), as linhas de transmissão podem conduzir tanto potência como informação. Por exemplo, linhas de transmissão empregadas no sistema de distribuição elétrico (baixa frequência) transmitem majoritariamente potência dos pontos de geração para os pontos onde deve ser consumida. A transmissão de sinais de radiofrequência fica à cargo das linhas de RF.

Portanto, “Linhas de transmissão podem ser definidas como dispositivos para transmitir ou guiar energia de um ponto para outro” (KRAUS; CARVER, 1981, p.482). Além disso, as linhas de transmissão podem ser divididas em dois grupos, as que transmitem modos transversos eletromagnéticos ‘TEM’ e as que transmitem modos mais elevados, sendo essas chamadas de guias de onda.

Uma onda é do tipo TEM quando o campo elétrico e o campo magnético não possuem componentes na direção de propagação da onda, o que não ocorre nos guias de onda (KRAUSS, 1983).

A linha de transmissão de dois condutores paralelos transmite ondas do tipo TEM. É um dos tipos mais básicos, porém de grande importância para o entendimento de linhas mais complexas. Os conceitos e as equações apresentados são baseados no estudo deste tipo de linha, uma vez que é o tipo utilizado no sistema multibanda Levy. Outro tipo de linha somente com modo TEM é a linha coaxial, também muito empregado por radioamadores.

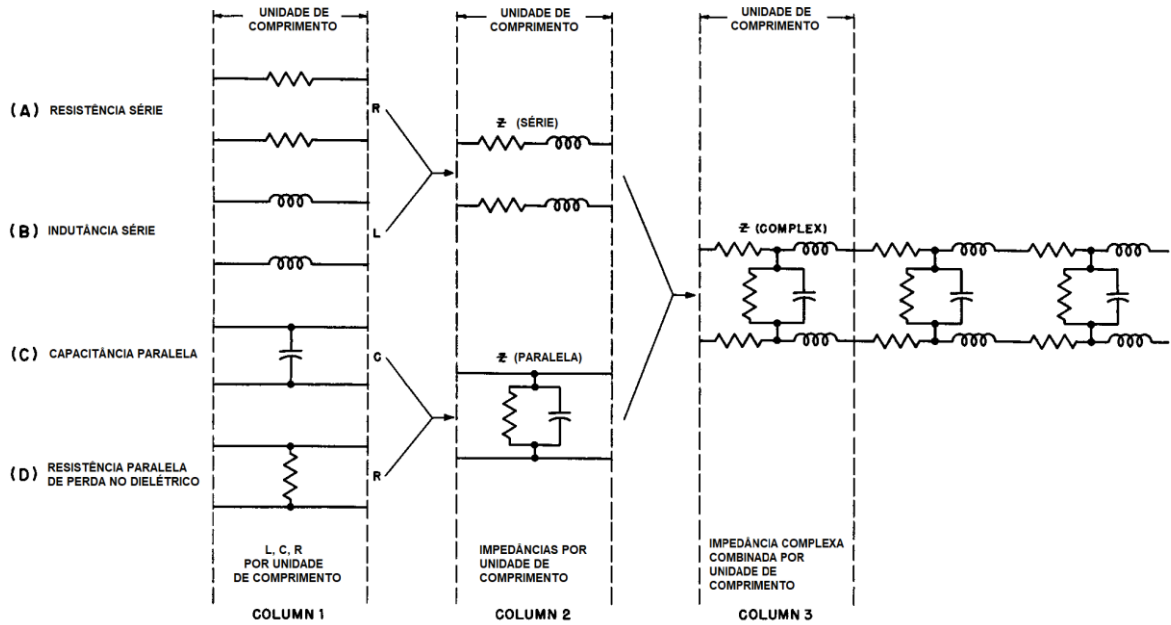
2.1.1 Parâmetros Distribuídos

Linhas de transmissão em geral são formadas por arranjos de condutores com características físicas e elétricas bem definidas. Os condutores apresentam resistência elétrica que, apesar de ser muito pequena, deve ser considerada. Essa resistência está distribuída ao longo do comprimento da linha de transmissão. Devido ao campo magnético que se forma ao redor dos condutores quando há passagem de corrente elétrica, as linhas também apresentam indutância distribuída. A proximidade dos condutores resulta em efeitos capacitivos, também distribuídos ao longo da linha. Por fim, devido ao dielétrico que separa os condutores não ser perfeito, existem perdas, e essas perdas são representadas por uma condutância paralela distribuída (SHURE, 1956).

Segundo Ramo; Whinnery; Van Duzer (1993), esse tipo de linha é considerado um circuito distribuído e seu estudo fornece uma ligação entre a teoria de circuitos e a teoria geral eletromagnética representada pelas equações de Maxwell.

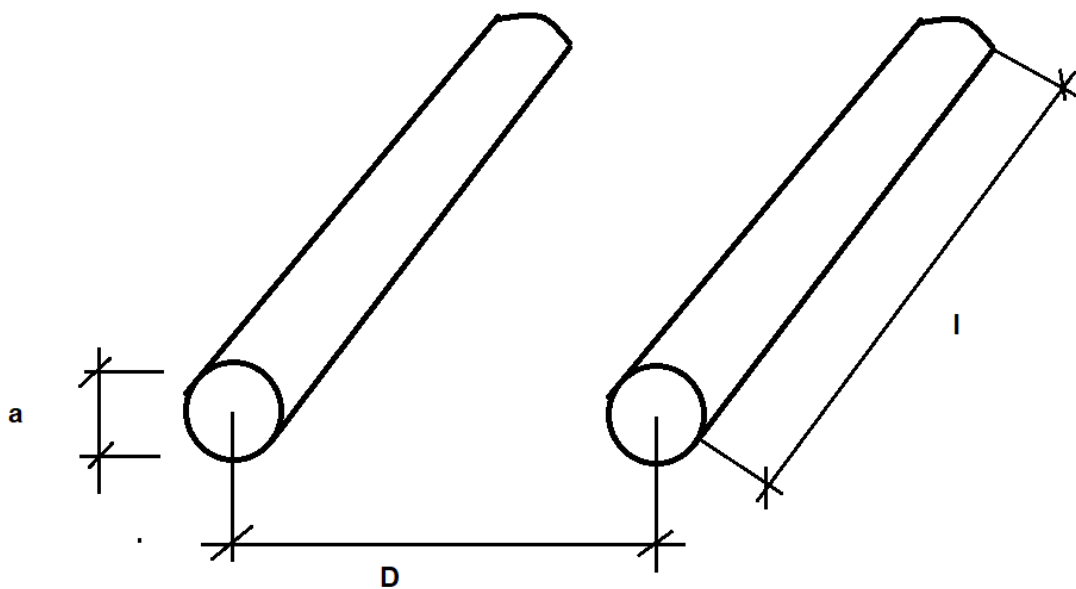
Sejam R , L , C e G a resistência série, a indutância série, a capacitância paralela e a condutância paralela, respectivamente, por unidade de comprimento de uma linha de transmissão formada por dois condutores paralelos. A Figura 3 representa esses parâmetros para uma unidade genérica de comprimento da linha. A indutância e a resistência série podem ser associadas, formando uma impedância série por unidade de comprimento, enquanto a capacitância e a condutância são associadas em uma impedância paralela por unidade de comprimento (SHURE, 1956).

Figura 3 – Parâmetros distribuídos de uma seção de linha de transmissão com condutores paralelos e seus equivalentes concentrados.



Fonte: SHURE, 1956, p.6.

Figura 4 – Linha de transmissão bifilar genérica e suas dimensões.



Fonte: Desenho do autor, 2022.

Os parâmetros distribuídos dependem dos aspectos físicos e geométricos da linha de transmissão, bem como de suas características elétricas. Para a linha de transmissão de dois condutores paralelos da Figura 4, onde D é a distância entre os centros dos condutores e a é o diâmetro do condutor, a resistência por metro é dada segundo, Kraus; Carver (1981), conforme (1).

$$R = \frac{2}{\pi a \delta_c \sigma_c} \quad (\Omega m^{-1}) \quad (1)$$

onde R é a resistência em ohms por metro, δ_c é a profundidade pelicular do condutor, calculada conforme (2), σ_c é a condutividade do material condutor, que para o cobre vale $5,8 \times 10^7 \text{ Sm}^{-1}$, e a é o diâmetro do condutor da linha, em metros. A aplicação de (1) é viável desde que δ_c seja muito menor do que a .

$$\delta_c = \frac{1}{\sqrt{f \pi \mu_c \sigma_c}} \quad (m) \quad (2)$$

A profundidade pelicular indica quanto os campos magnético e elétrico penetram em um condutor para que sua intensidade caia para $1/e$ ou 36,80 % do valor inicial. É visível pela equação 2 que essa distância diminui com o aumento da frequência. À medida que a corrente elétrica que circula pelo condutor aumenta de frequência, ela tende a se deslocar somente pela superfície do condutor, o que faz a resistência elétrica do condutor aumentar (SCHURE, 1956).

Em (2), f é a frequência em Hertz e μ_c é a permeabilidade magnética do condutor, que para o cobre vale $4\pi \times 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$.

Uma vez que a profundidade pelicular varia com a frequência, a resistência por unidade de comprimento dos condutores empregados na linha de transmissão também irá variar com a frequência.

Em 1,50 MHz, δ_c para o cobre é $5,388 \times 10^{-5} \text{ m}$ e R é $0,068 \text{ } \Omega/m$; para 30 MHz, δ_c será de $1,205 \times 10^{-5} \text{ m}$ e R será $0,300 \text{ } \Omega/m$. Essa é uma variação considerável, indicando que as perdas ôhmicas no limite superior de frequências serão bem maiores.

Segundo Kraus; Carver (1981), a indutância distribuída L é dada por (3).

$$L = \frac{\mu}{\pi} \ln \left(\frac{2D}{a} \right) \quad (Hm^{-1}) \quad (3)$$

onde μ é a permeabilidade magnética do meio que circula os condutores da linha, que para o ar vale $4\pi \times 10^{-7} Hm^{-1}$, D é a distância entre o centro dos condutores e a é o diâmetro dos condutores.

Uma outra forma de determinar L é sugerida por Sadiku (2000), conforme (4).

$$L = \frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{D}{a} \right) \quad (Hm^{-1}) \quad (4)$$

Conforme Kraus; Carver (1981), a determinação do valor da capacitância distribuída da linha de dois condutores paralelos é feita por (5).

$$C = \frac{12,1\varepsilon_r}{\log \left[\left(\frac{D}{a} \right) + \sqrt{\left(\frac{D}{a} \right)^2 - 1} \right]} \quad (\rho Fm^{-1}) \quad (5)$$

onde ε_r é a permissividade elétrica relativa do meio que cerca os condutores e para o ar vale 1,00, D e a são as dimensões mostradas na Figura 4.

Para o cálculo de Sadiku C , Sadiku (2000) sugere (6).

$$C = \frac{\pi\varepsilon}{\cosh^{-1} \left(\frac{D}{a} \right)} \quad (Fm^{-1}) \quad (6)$$

Neste caso, ε é a permissividade elétrica do meio que cerca os condutores, que no caso do ar é $8,854 \times 10^{-12} Fm^{-1}$.

Por fim, a condutância paralela distribuída é dada segundo Sadiku (2000), por (7).

$$G = \frac{\pi\sigma}{\cosh^{-1}\left(\frac{D}{a}\right)} \quad (\text{Sm}^{-1}) \quad (7)$$

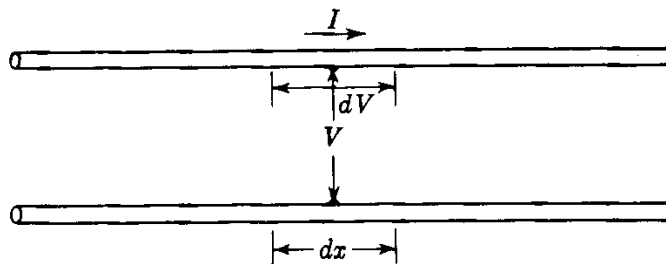
onde σ é a condutividade do meio que cerca os condutores. Para o ar seco, é da ordem de 10^{-15} Sm^{-1} . Portanto, a condutividade dos isoladores que separam a linha de transmissão é de maior interesse, uma vez que o material empregado irá ditar a perda no dielétrico.

2.1.2 Tensão e corrente nas linhas de transmissão.

Para descrever completamente o funcionamento de uma linha de transmissão do tipo TEM, é necessário conhecer como se distribuem a corrente e a tensão em qualquer ponto da linha. Para isso deve-se resolver as equações de Maxwell para o campo elétrico e magnético junto com as condições de contorno do problema. Também é possível resolver o problema do ponto de vista de circuitos elétricos, em que os parâmetros distribuídos da linha são levados em consideração e um circuito equivalente que representa uma secção de tamanho genérico da linha é analisado (RAMO; WHINNERY; VAN DUZER, 1993).

Na Figura 5, um segmento de linha de dois condutores paralelos é representado. Na secção anterior foram apresentadas equações para os parâmetros distribuídos de tal linha.

Figura 5 – Segmento de linha de condutores paralelos homogênea.



Fonte: KRAUS; CARVER, 1981, p.485.

A indutância série L e a resistência série R podem ser associados em uma impedância série distribuída Z , conforme representado em (8).

$$Z = R + j\omega L = R + jX \quad (\Omega\text{m}^{-1}) \quad (8)$$

onde ω é a frequência angular igual à $2\pi f$ radianos por segundo (rad/s), f é a frequência em Hertz (Hz) e X é a reatância série distribuída (Ωm^{-1}).

A condutância G e a capacitância C paralelas podem ser representadas por uma admitância Y distribuída, conforme (9).

$$Y = G + j\omega C = G + jB \quad (Sm^{-1}) \quad (9)$$

onde B é a susceptância paralela distribuída, em Siemens por metro (Sm^{-1}).

Considerando uma onda se propagando em um segmento dx da linha da Figura 5 e sejam os fasores tensão e corrente sobre a linha V e I , respectivamente, a variação da tensão no segmento dx será igual a variação IZ por unidade de comprimento vezes o tamanho do segmento dx , conforme (10) (KRAUSS; CARVER, 1981).

$$\frac{dV}{dx} = IZ \quad (10)$$

Da mesma forma, (11) mostra a variação para a corrente.

$$\frac{dI}{dx} = VY \quad (11)$$

Diferenciando essas equações em relação à x e considerando que Z e Y não variam ao longo da linha, chega-se a duas equações diferenciais lineares de segunda ordem com coeficiente constantes que são a forma mais geral de expressar a variação natural da tensão e da corrente ao longo de uma linha de transmissão uniforme (KRAUSS; CARVER, 1981). Conforme mostram (12) e (13).

$$\frac{d^2V}{dx^2} - ZYV = 0 \quad (12)$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} - ZYI = 0 \quad (13)$$

A solução destas equações será omitida por questão prática, mas pode ser encontrada nas referências citadas. O interessante consiste em analisar os resultados mostrados em (14) e em (15).

$$V = V_1 e^{j\omega t} \exp(\sqrt{ZY}x) + V_2 e^{j\omega t} \exp(-\sqrt{ZY}x) \quad (14)$$

$$I = \frac{V_1 e^{j\omega t}}{\sqrt{Z}} \exp(\sqrt{ZY}x) - \frac{V_2 e^{j\omega t}}{\sqrt{Z}} \exp(-\sqrt{ZY}x) \quad (15)$$

As duas tensões $V_1 e^{j\omega t}$ e $V_2 e^{j\omega t}$ são tensões que variam senoidalmente com o tempo e não dependem da posição x na linha de transmissão. O termo $\sqrt{ZY} = \gamma$ é chamado constante de propagação; é geralmente um número complexo com parte real α , chamada constante de atenuação, e parte imaginária β , chamada constante de fase (KRAUSS; CARVER, 1981), conforme mostra (16).

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta \quad (16)$$

onde α é dado em Neper por metro ($Np.m^{-1}$) e β é dado em radianos por metro ($rad.m^{-1}$). Substituindo (16) em (14) e (15), chega-se a (17) e (18), respectivamente.

$$V = V_1 e^{\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)} + V_2 e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)} \quad (17)$$

$$I = \frac{V_1}{\sqrt{Z}} e^{\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)} - \frac{V_2}{\sqrt{Z}} e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)} \quad (18)$$

Cada uma das soluções para corrente e tensão possui um termo envolvendo $\omega t + \beta x$ que representa uma onda se deslocando no sentido negativo de x e cuja amplitude é V_1 no instante de tempo $t = 0$ e na posição $x = 0$, e um fator $e^{\alpha x}$ que indica que a amplitude da onda diminui à medida que avança na direção de propagação negativa de x . As soluções também possuem um termo envolvendo $\omega t - \beta x$ que representa uma onda se movendo na direção

positiva de x ao longo da linha, cuja magnitude em $t = 0$ e $x = 0$ é V_2 . O fator $e^{-\alpha x}$ indica que a onda diminui de amplitude à medida que se propaga no sentido positivo de x (KRAUSS; CARVER, 1981).

Portanto o valor da tensão ou da corrente em qualquer ponto da linha é a soma de duas ondas que viajam em direções opostas, podendo representar uma onda incidente e uma onda refletida. Considerando somente ondas de corrente e tensão em um sentido, obtém-se (19).

$$\frac{V}{I} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = Z_0 \quad (\Omega) \quad (19)$$

onde Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão e depende da impedância Z e da admitância Y distribuídas. Alternativamente, a impedância característica da linha pode ser escrita conforme (20).

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\Omega) \quad (20)$$

Se R e G forem pequenos ou a frequência for alta de maneira que os termos de reatância sejam dominantes e R e G possam ser desprezados, a linha é dita sem perdas e a impedância característica da linha pode ser reescrita conforme (21).

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\Omega) \quad (21)$$

Neste caso, a impedância característica será puramente resistiva e pode ser chamada de resistência característica R_0 da linha. Além disso, para as aplicações de linha de transmissão deste trabalho, os parâmetros distribuídos podem ser considerados constantes e, conseqüentemente, a impedância característica da linha também será.

A velocidade de fase com que a onda se propaga na linha é dada por (22).

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{Im\sqrt{ZY}} \quad (\text{ms}^{-1}) \quad (22)$$

Se a linha de transmissão da Figura 4 for considerada sem perdas e com dielétrico predominante de ar, a impedância ou resistência característica será dada por (23).

$$Z_0 = 276 \log\left(\frac{2D}{a}\right) \quad (\Omega) \quad (23)$$

2.1.3 Linha de Transmissão Terminada

Considerando que a linha de transmissão deve levar energia de RF de um lugar para outro, ela terá um comprimento definido. Além disso, na extremidade onde a linha entrega a energia, ela deve entregar essa energia para alguma carga. O objetivo agora é determinar qual a impedância apresentada na entrada de uma linha de transmissão de impedância característica Z_0 , conectada a uma carga de impedância Z_L , em função do comprimento da linha.

A Figura 6 representa uma linha de transmissão finita e de impedância característica Z_0 , terminada em uma carga Z_L , que está na posição $x = 0$. A direção positiva de x é para a esquerda e a tensão instantânea \dot{V} em um ponto x qualquer da linha é composta pela soma da tensão da onda incidente \dot{V}_0 e da tensão da onda refletida \dot{V}_1 no ponto x . A corrente instantânea \dot{I} em um dos condutores no ponto x é a soma da corrente da onda incidente \dot{I}_0 em x e da corrente da onda refletida \dot{I}_1 no ponto x . A onda refletida é relacionada com a onda incidente pela carga Z_L (KRAUSS; CARVER, 1981). \dot{V} e \dot{I} são fasores que podem ser escritos conforme (24) e (25), respectivamente.

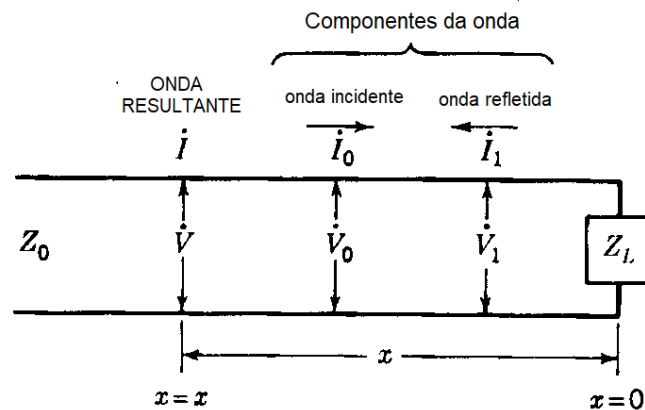
$$\dot{V} = \dot{V}_0 + \dot{V}_1 \quad (V) \quad (24)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_0 + \dot{I}_1 \quad (A) \quad (25)$$

A razão da tensão refletida com a tensão incidente em $x = 0$, ou seja, na carga, é chamada coeficiente de reflexão de tensão ρ_v e é mostrada em (26).

$$\frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_0} = \rho_v \quad (26)$$

Figura 6 – Linha de comprimento finito terminada em Z_L , correntes e tensões a serem analisadas.



Fonte: KRAUS; CARVER, 1981, p.497.

Este coeficiente pode ser um número complexo. O coeficiente de reflexão de tensão pode ser relacionando diretamente com a impedância de carga e a impedância característica da linha conforme (27).

$$\frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_0} = \rho_v = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (27)$$

A razão da corrente refletida pela corrente incidente na carga é chamada coeficiente de reflexão de corrente ρ_i , e sabe-se que $\rho_v = -\rho_i$.

A razão da tensão \dot{V} com a corrente \dot{I} em qualquer ponto x da linha é a impedância \dot{Z}_x que é dada segundo Crauss; Carver (1981) por (28).

$$\dot{Z}_x = \dot{Z}_0 \frac{\dot{Z}_L + \dot{Z}_0 \tanh \gamma x}{\dot{Z}_0 + \dot{Z}_L \tanh \gamma x} \quad (\Omega) \quad (28)$$

Se a linha for sem perdas, (28) pode ser reduzida a (29).

$$\dot{Z}_x = Z_0 \frac{\dot{Z}_L + jZ_0 \tan \beta x}{Z_0 + j\dot{Z}_L \tan \beta x} \quad (\Omega) \quad (29)$$

Neste caso, Z_0 será real, mas \dot{Z}_L pode ser complexo; portanto \dot{Z}_x poderá ser complexa. Além disso, se a linha for considerada sem perdas, é possível definir a relação de onda estacionária de tensão, do inglês *voltage standing-wave ratio (VSWR)*, a qual é dada pela razão da máxima tensão da linha pela mínima tensão na linha e é mostrada em (30). Um ponto de máxima tensão ou corrente chama-se ventre e um ponto de mínima corrente ou tensão de nodo (ou nó).

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{1 + |\rho_v|}{1 - |\rho_v|} \quad (30)$$

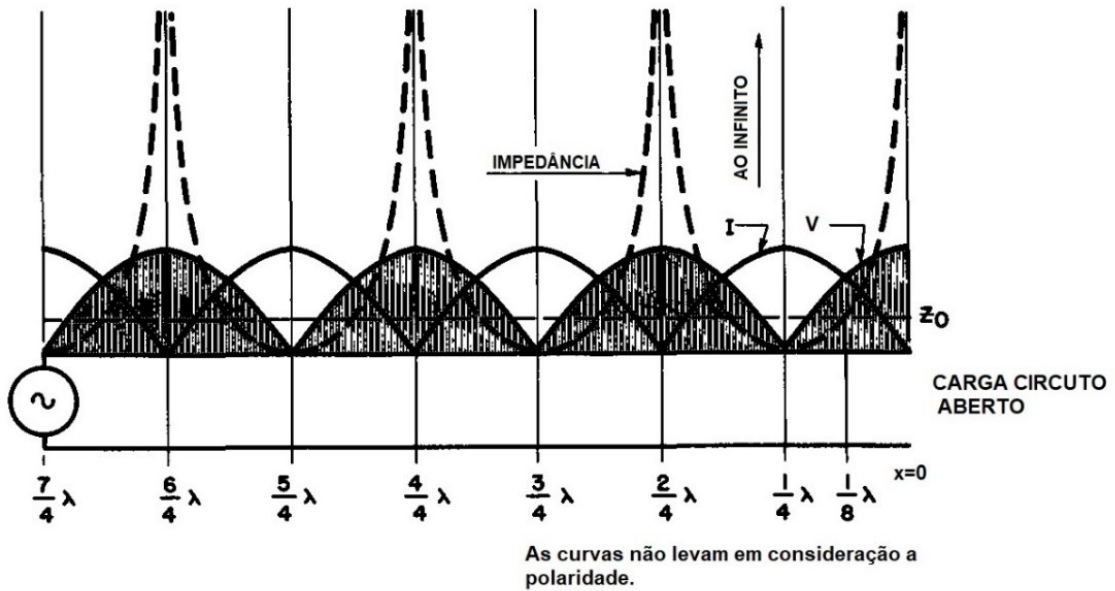
Verifica-se, a partir de (30), que a SWR pode variar de 1 até ∞ .

Do ponto de vista de eficiência na transmissão da energia de RF da fonte para a carga, o ideal seria que a linha estivesse casada com a carga, ou seja, que a impedância característica da linha de transmissão \dot{Z}_0 fosse igual ao conjugado da impedância da carga \dot{Z}_L . Quando isso ocorre não existem ondas estacionárias e a linha é chamada de não ressonante ou plana, sendo a impedância medida em qualquer ponto da linha igual a \dot{Z}_0 . Em qualquer outra situação, haverá reflexão e ondas estacionárias na linha, que será chamada de linha ressonante (SCHURE, 1956).

Nos casos extremos, a carga Z_L pode ser um circuito aberto, ou um curto-circuito, e $Z_L = \infty$ e $Z_L = 0$, respectivamente. Representações da impedância Z_x no início da linha, assim como as ondas de tensão e corrente para distâncias múltiplas do comprimento de onda, são dadas nas Figura 7 e Figura 8.

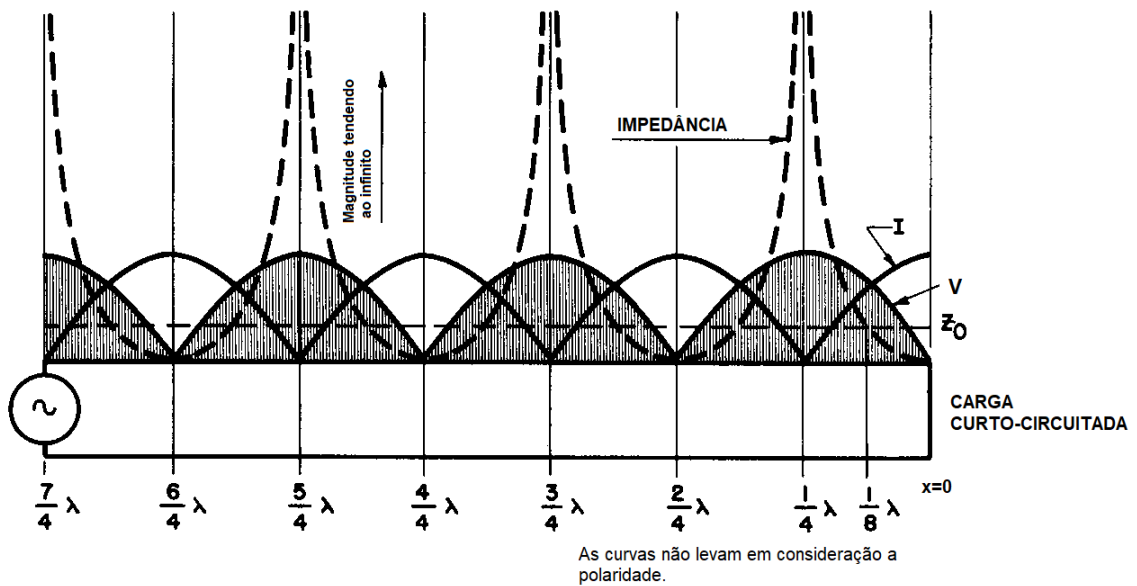
No caso da linha sem perdas terminada em um circuito aberto em $x = 0$, a onda refletida da corrente deverá ser 180° defasada da onda de corrente incidente. Nesse caso, a corrente resultante é zero, conforme o esperado em um circuito aberto, e a tensão resultante será máxima, com as componentes da onda incidente e refletida em fase. A magnitude da impedância tende ao infinito neste ponto. No caso da linha terminada em um curto-circuito ocorre o oposto, e a corrente resultante será máxima no curto enquanto a tensão será zero, assim como a impedância.

Figura 7- Ondas estacionárias na linha de transmissão sem perdas terminada em um circuito aberto



Fonte: SCHURE, 1956, p.27.

Figura 8- Ondas estacionárias na linha de transmissão sem perdas terminada em um curto-circuito.



Fonte: SCHURE, 1956, p.24.

A impedância \dot{Z}_x em qualquer ponto da linha será puramente reativa, podendo ser indutiva ou capacitiva, conforme a posição. A cada meio comprimento de onda, os padrões de corrente e tensão se repetem, com polaridades opostas. Na Figura 7 e na Figura 8, as polaridades foram desconsideradas. Além disso, a cada ponto onde x é múltiplo ímpar de $1/8$ de comprimento de onda, a magnitude da impedância é igual a \dot{Z}_0 (EDITORS AND ENGINEERS, 1946).

Nas fichas técnicas de linhas de transmissão comerciais a velocidade de propagação da onda na linha considera o fator de velocidade k_v , que é a razão entre a velocidade real na linha e a velocidade de propagação da onda no vácuo, onde $v_f = c$ e $c = 300.000.000$ m/s é a velocidade da luz no vácuo (ARRL, 1976). Por exemplo, um cabo coaxial que possui um k_v de 0,66 é uma linha de transmissão cuja velocidade de fase da onda é 66 % da velocidade da luz. Então o comprimento de onda pode ser calculado por (31).

$$\lambda = \frac{c \times k_v}{f} \quad (m) \quad (31)$$

Dessa forma, ao dizer que uma linha de transmissão ou antena possui meio comprimento de onda, deve-se entender que ela comporta meio ciclo elétrico da onda e seu tamanho físico irá depender da frequência e do fator de velocidade. Enfatizando, quando se fala em comprimento de onda, fala-se no comprimento elétrico de onda. O comprimento físico desses dispositivos será menor do que o comprimento elétrico da onda no vácuo.

2.1.4 Perdas em linhas de transmissão.

Existem três formas principais de perda de potência em uma linha de transmissão: perda devido à resistência série dos condutores em forma de calor, do tipo I^2R , perdas no dielétrico da linha de transmissão e perdas por irradiação (ARRL, 1976).

As perdas nos condutores aumentam com o aumento da frequência, uma vez que a resistência elétrica deles aumenta. As perdas no dielétrico aumentam com a frequência e com o nível de tensão na linha. As perdas por irradiação podem ser as perdas mais consideráveis em uma linha de transmissão dependendo, de suas características construtivas. São perdas difíceis de estimar e dependem de fatores como proximidade a objetos condutores e equilíbrio de

tensões e correntes na linha. Em linhas de transmissão de dois condutores paralelos o equilíbrio da corrente nos condutores é fundamental para manter a irradiação baixa (ARRL,1959).

Outro fator que influencia nas perdas de uma linha de transmissão é a presença de ondas estacionárias. Devido à existência de pontos de máxima corrente e tensão em uma linha de transmissão onde há reflexão, as perdas de potência, tanto nos condutores como no dielétrico, são maiores nos ventres do que nos nodos e as perdas médias são maiores do que em linhas planas. Em linhas de transmissão cujo dielétrico predominante é o ar, ou seja, o número de isoladores é pequeno em comparação com o comprimento total da linha, as perdas no dielétrico são extremamente baixas, podendo ser desprezadas (SCHURE, 1956).

O impacto do aumento das perdas devido à presença de ondas estacionárias no sistema depende de quanto seriam as perdas se a linha fosse casada com a carga, ou seja, sem reflexão. Na Tabela 1 estão as principais características das linhas de transmissão comumente utilizadas por radioamadores. O fator de velocidade k_v corresponde ao valor (Vel %) dividido por 100. A atenuação ou perda de potência é dada em dB para cada 100 pés de comprimento, ou 30,48 m. A linha destacada corresponde a uma linha de transmissão bifilar feita com condutores de cobre 12 AWG e isoladores de boa qualidade (ARRL, 1976).

A Figura 9 é um ábaco que serve para calcular a atenuação adicional que ocorre em uma linha de transmissão devido à presença de ondas estacionárias. As linhas cheias em forma de meia parábola designadas por MATCHED LOSS são os valores de atenuação quando a linha é considerada perfeitamente casada com a carga; esses valores são os valores apresentados na Tabela 1. O eixo horizontal representa os valores de VSWR na carga e as curvas pontilhadas representam valores de VSWR na entrada da linha, que é normalmente onde se consegue medir a VSWR. O eixo vertical representa a perda total em dB (ARRL, 1981).

Tabela 1- Características de linhas de transmissão empregadas comercialmente e por radioamadores.

CARACTERÍSTICAS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO NORMALMENTE EMPREGADAS POR RADIOAMADORES												
Tipo de Linha	Zo (ohms)	Vel %	pF/pés	Atenuação em dB para 100 pés (30,48 m) em função da frequência em MHz								
				3,5	7	14	21	28	50	144	420	
RG58/A-AU	53	66	28,5	0,68	1	1,5	1,9	2,2	3,1	5,7	10,4	
RG58 Foam Diel.	50	79	25,4	0,52	0,8	1,1	1,4	1,7	2,2	4,1	7,1	
RG59/A-AU	73	66	21	0,64	0,9	1,3	1,6	1,8	2,4	4,2	7,2	
RG59 Foam Diel	75	79	16,9	0,48	0,7	1	1,2	1,4	2	3,4	6,1	
RG8/A-AU	52	66	29,5	0,3	0,45	0,66	0,83	0,98	1,35	2,5	4,8	
RG8 Foam Diel	50	80	25,4	0,27	0,44	0,62	0,76	0,9	1,2	2,2	3,9	
Linha aberta	450-600	97		0,03	0,05	0,07	0,08	0,1	0,13	0,25		
300-ohms fita TV	300	82	5,8	0,18	0,28	0,41	0,52	0,6	0,85	1,55	2,8	

Informações sobre linhas com dielétrico de polyuretano cortesia de Times Wire and Cable Co.

Atenuação da linha de condutores paralelos aberta baseada em condutores numero 12 AWG, irradiação desprezível

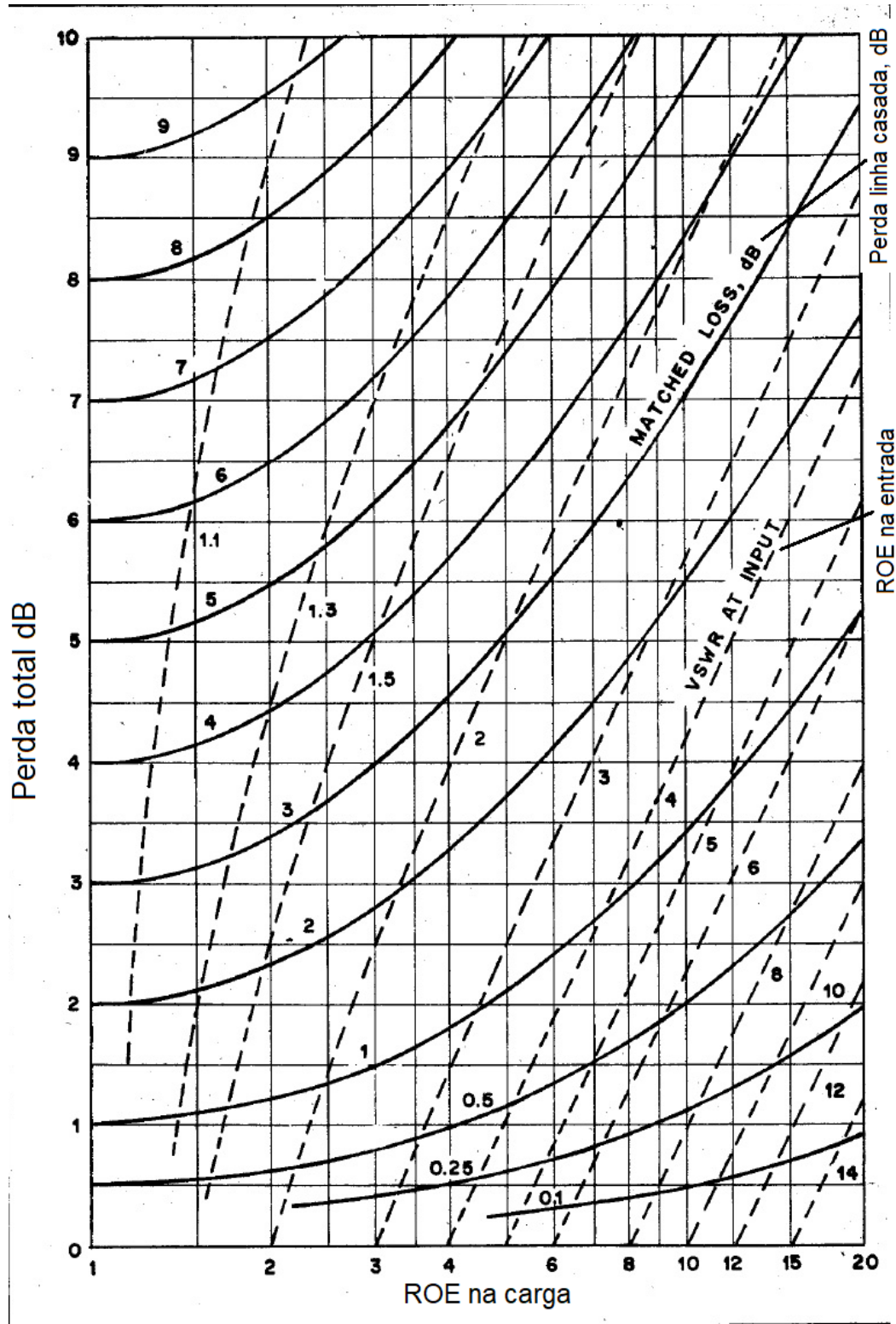
Fonte: ARRL, 1976, p.575.

Por exemplo, suponha que uma linha perfeitamente casada possui uma atenuação de 1 dB para cada 30,50 m. Qual será a perda total se essa mesma linha possuir uma VSWR igual a 3 medida na sua entrada? Na Figura 9, primeiro se localiza a curva cheia para uma perda casada de 1 dB. Feito isso, localiza-se o ponto de encontro desta curva com a curva pontilhada correspondente a uma VSWR na entrada da linha de 3,00. Deste ponto, traçando uma reta horizontal até o eixo y do gráfico (esquerda), verifica-se que a perda total será de 2 dB para cada 30,5m de linha. Do mesmo ponto de encontro das duas curvas, traçando uma linha vertical até o eixo x do gráfico, percebe-se que, nestas condições, a VSWR entre a linha e a carga é de aproximadamente 4,5.

Esse ábaco será útil mais adiante para justificar a escolha de uma linha bifilar aberta em vez de uma linha coaxial para o sistema multibanda Levy. Deve-se atentar que a perda total aqui tratada corresponde à perda total por atenuação na linha.

Esses são os conceitos sobre linhas de transmissão úteis ao trabalho.

Figura 9 - Ábaco para determinar a perda total em decibéis de uma linha de transmissão cuja atenuação sem reflexão é conhecida e cuja SWR na carga ou na entrada da linha são conhecidas.



Fonte: ARRL, 1981, cap.19, p.16.

2.2 ANTENAS

O fenômeno da irradiação de ondas eletromagnéticas existe em todos os circuitos e dispositivos que carregam correntes e tensões variáveis no tempo. A diferença é que esse fenômeno é praticamente desprezível quando as dimensões físicas do circuito elétrico são muito pequenas em comparação com o comprimento de onda dos sinais. Além disso, sempre que necessário, podem ser tomadas medidas para reduzir ao máximo a irradiação. Por outro lado, quando se deseja maximizar a irradiação, deve-se utilizar dispositivos cujas dimensões físicas apresentam relações específicas com o comprimento de onda. Esses dispositivos são chamados de antenas ou radiadores (RAMO; WHINNERY; VAN DUZER, 1993).

Segundo Balanis (apud IEEE, 2005), antena é um dispositivo para irradiar ou receber ondas de rádio. Segundo Kraus (1983, p.1, grifo do autor) “Uma *antena* de rádio pode ser definida como uma estrutura associada com a região de transição entre uma onda guiada e uma onda no espaço livre, ou vice-versa”.

No caso de antenas transmissoras, o objetivo é maximizar a potência irradiada ao espaço e, no caso de antenas receptoras, o objetivo é maximizar o sinal recebido pela antena (RADIO, 1936).

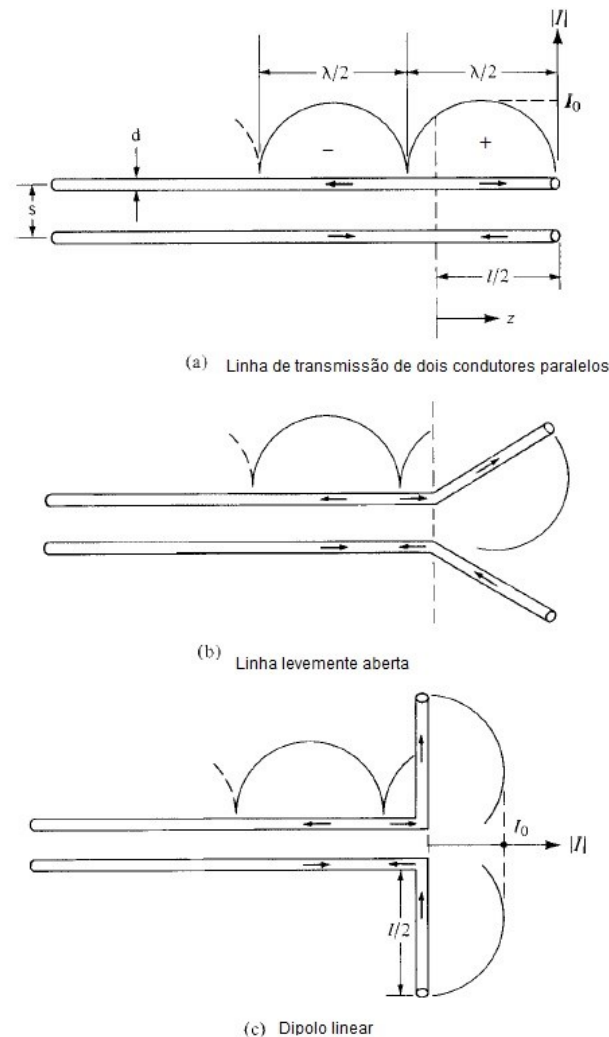
Conforme dito, o comportamento das antenas se assemelha ao das linhas de transmissão. De fato, uma linha de transmissão bifilar paralela pode se tornar uma antena se o espaçamento entre seus condutores for aumentado gradativamente. Isso faz com que os campos elétrico e magnético gerados em cada condutor não se cancelem mais, resultando em irradiação de ondas eletromagnéticas no espaço (BALANIS, 2005).

Na Figura 10 está ilustrada esta transição. Em (a), uma linha de transmissão bifilar é desenhada com a distribuição de correntes e seus sentidos em cada condutor e a cada $\lambda/2$. Em (b), a linha é gradualmente aberta em um ponto Z . Em (c), a abertura é máxima, formando um dipolo de comprimento l onde cada braço possui comprimento $l/2$.

Os detalhes do processo de irradiação não são abordados neste trabalho, mas sua descrição pode ser encontrada em várias das literaturas mencionadas nas referências.

Segundo Ramo; Whinnery; Van Duzer (1993), o dipolo é o tipo de antena mais comum e fundamental. Consiste em um pedaço retilíneo de fio condutor ou tubo disposto no espaço com uma abertura em algum ponto, por onde é excitado por uma tensão proveniente de uma linha de transmissão.

Figura 10 - Transição da linha de transmissão paralela para uma antena dipolo.



Fonte: BALANIS, 2005, p.18.

O comportamento do dipolo depende da relação de seu comprimento físico total, l na Figura 10, com seu comprimento elétrico ou de onda. Se $l \leq \lambda/50$, o dipolo é dito infinitesimal ou Hertziano, se $\lambda/50 \leq l \leq \lambda/10$, o dipolo é dito curto, se $l \geq \lambda/10$ o dipolo é chamado de linear (BALANIS, 2005). O estudo dos dipolos infinitesimais e curtos servem de fundamento para o estudo dos dipolos lineares finitos e de antenas mais complexas, pois estas podem ser decompostas como vários dipolos curtos com distribuição de correntes adequadas. Isso permite determinar os campos elétrico e magnético de antenas mais complexas.

Conforme visto anteriormente, o comprimento de onda é dado por (31). O fator de velocidade kv depende, entre outros, da proximidade da antena com solo, objetos ou estruturas e da frequência e comprimento de onda do dipolo. Para frequências até 30 MHz, o fator de velocidade é praticamente constante para dipolos de meia onda e múltiplos (RADIO, 1936).

Dipolos infinitesimais são um recurso teórico, somente. Já os dipolos curtos, na prática, não possuem uma eficiência de irradiação boa. Um dipolo se torna um bom irradiador quando seu comprimento é maior ou igual a $\lambda/2$ (KRAUS, 1983). Dipolos cujo comprimento é um múltiplo inteiro de $\lambda/2$ também são chamados de antenas ou dipolos ressonantes, pois apresentam ondas estacionárias de corrente e tensão, semelhantes às linhas de transmissão. Jones (1937) e Schure (1957) afirmam que antenas com ondas estacionárias ou ressonantes irradiam de forma mais eficiente do que as mesmas antenas com distribuições uniformes de corrente.

2.2.1 O dipolo de meia onda

A parte irradiante da antena Levy é um dipolo finito, com o tamanho de meio comprimento de onda para a menor frequência de operação. Portanto, o estudo desse tipo de irradiador será o foco.

Conforme ARRL (1976), o comprimento físico de um dipolo de meio comprimento de onda é dado de forma aproximada por (32).

$$l[\lambda/2] = \frac{142,5}{f} \quad (m) \quad (32)$$

Onde:

- l é o comprimento total do dipolo de meia onda, em m;
- f é a frequência, em MHz.

Essa fórmula já leva em consideração o efeito das pontas do dipolo e da proximidade com a terra e outros possíveis objetos. Nesse caso, o fator kv assumido é de 0,95.

Para descrever o desempenho de uma antena, são utilizados vários parâmetros. Alguns deles são interdependentes e nem todos precisam ser utilizados para uma completa descrição da antena (BALANIS, 2005). Conforme Kraus; Carver (1981), os principais parâmetros são o ganho, a diretividade, a impedância terminal, o diagrama de radiação, a largura de feixe, a área do feixe, a abertura efetiva, a largura de banda, a temperatura da antena e o ângulo de elevação. Para a análise da antena Levy, os principais parâmetros são a impedância terminal e os

diagramas de radiação. A definição destes parâmetros é feita tendo como exemplo o dipolo de meia onda, ainda que essas definições sejam válidas para qualquer antena.

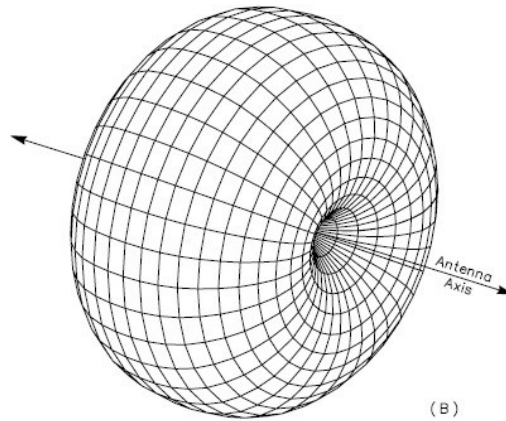
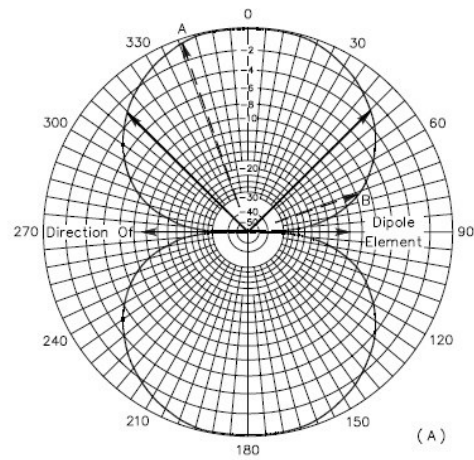
2.2.1.1 Diagramas de radiação

O diagrama de radiação da antena ou, simplesmente, diagrama da antena é uma representação matemática ou gráfica das propriedades de radiação da antena em função de coordenadas espaciais. Os diagramas podem ser da densidade de fluxo de potência (*vetor de Poynting*), intensidade de radiação ou amplitude dos campos. Os diagramas de antenas são figuras tridimensionais. Contudo, normalmente são representados por cortes perpendiculares à direção da antena, resultando em figuras bidimensionais. Além disso, os diagramas de amplitude de campo e densidade de potência costumam ser normalizados e representam os diagramas de antena de campo distante (BALANIS, 2005). Na Figura 11 está o diagrama de intensidade de radiação de um dipolo de meia onda no espaço livre e seu corte bidimensional. (A) representa o corte do plano horizontal do dipolo e (B) é a representação tridimensional.

Uma antena é dita direcional quando possui capacidade de irradiar ou receber sinais de forma mais intensa em determinadas direções do espaço (KRAUSS, 1950). Na Figura 11, a direção de máxima intensidade de radiação é perpendicular ao comprimento do dipolo; na direção axial do dipolo, a radiação é nula.

Na vida real, antenas não estão no espaço livre: elas estão a uma distância finita em relação ao solo ou a superfícies condutoras. A presença da terra causa reflexão das ondas irradiadas pela antena e uma consequente alteração do seu diagrama de radiação (ARRL, 1997).

Figura 11- Diagrama de radiação de um dipolo de $\lambda/2$ no espaço livre.

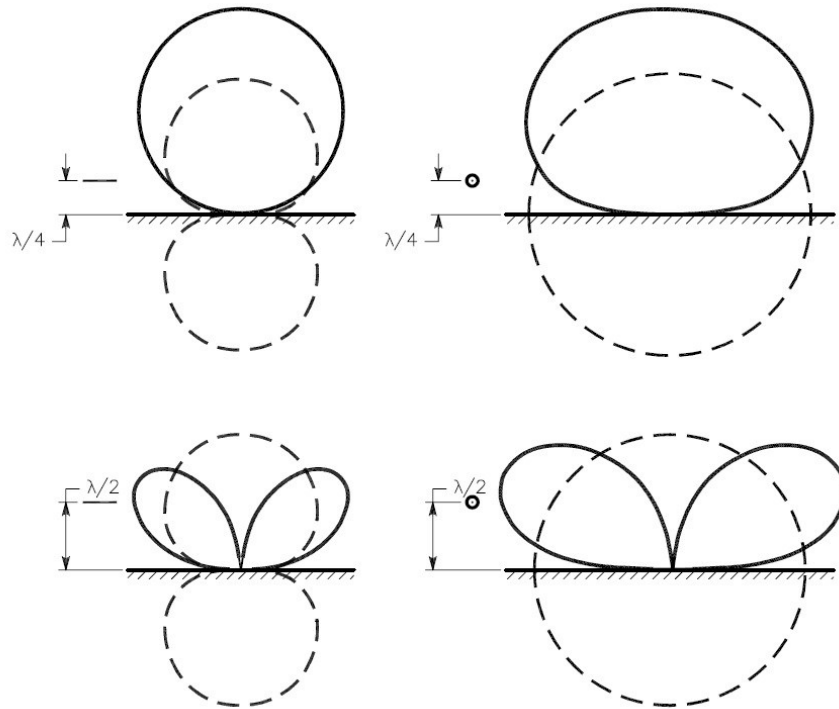


Fonte: ARRL, 1997, pag.2-11.

Na Figura 12 está o diagrama de irradiação do dipolo de meia onda para diferentes alturas em relação ao solo. A linha pontilhada é o diagrama no espaço livre. Neste caso, o solo é tido como condutor perfeito. Na prática, o diagrama resultante real depende da condutividade e da permeabilidade do solo. As linhas pontilhadas representam o diagrama obtido no espaço livre.

Uma das informações que se obtém do diagrama de irradiação é o ângulo de elevação do lóbulo principal na direção de máxima irradiação. Esse ângulo é importante para fins de determinar o alcance ou a possibilidade de comunicação a longa distância, principalmente nas frequências de HF (RADIO, 1936).

Figura 12- Efeito da presença da terra, plano refletor, no diagrama de irradiação do dipolo de $\lambda/2$ para altura de $\lambda/4$ e $\lambda/2$.



Fonte: ARRL, 1997, pag. 3-11.

2.2.1.2 Impedância de entrada

A impedância de entrada é a impedância apresentada pela antena em seus terminais de entrada, ou seja, no ponto de alimentação da antena. É a relação entre a corrente e a tensão nestes terminais (BALANIS, 2007). É representada por (33).

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (33)$$

Portanto, é composta de uma parte resistiva e de uma parte reativa. A parte resistiva normalmente é dividida em duas componentes: a resistência de radiação R_r e a resistência de perdas R_L , conforme (34).

$$R_A = R_r + R_L \quad (34)$$

A resistência de radiação representa a potência que é efetivamente irradiada pela antena para uma dada corrente terminal. A resistência de perdas corresponde, em grande parte, às perdas ôhmicas no condutor da antena, sendo afetada pela frequência em decorrência do efeito pelicular, e de perdas dielétricas.

A impedância da antena é dependente da frequência, como pode ser visto na Figura 13, onde está representada a variação das componentes real e imaginária da impedância no centro de uma antena dipolo para múltiplos comprimentos de onda.

O ponto de alimentação da antena pode apresentar altas ou baixas resistências e reatâncias. Para comprimentos menores que $\lambda/2$, a antena se comporta como um circuito RC série, com baixa resistência. Em $\lambda/2$, a antena apresenta sua primeira ressonância, ou ressonância fundamental, e se comporta como um circuito ressonante RLC série, com baixo valor de resistência. Entre $\lambda/2$ e λ , a antena se comporta como um circuito RL série. Em λ , o valor da resistência é máximo e a reatância passa abruptamente de um alto valor indutivo para um alto valor capacitivo; essa é a segunda ressonância, ou ressonância paralela. O ciclo se repete para cada incremento de $\lambda/4$.

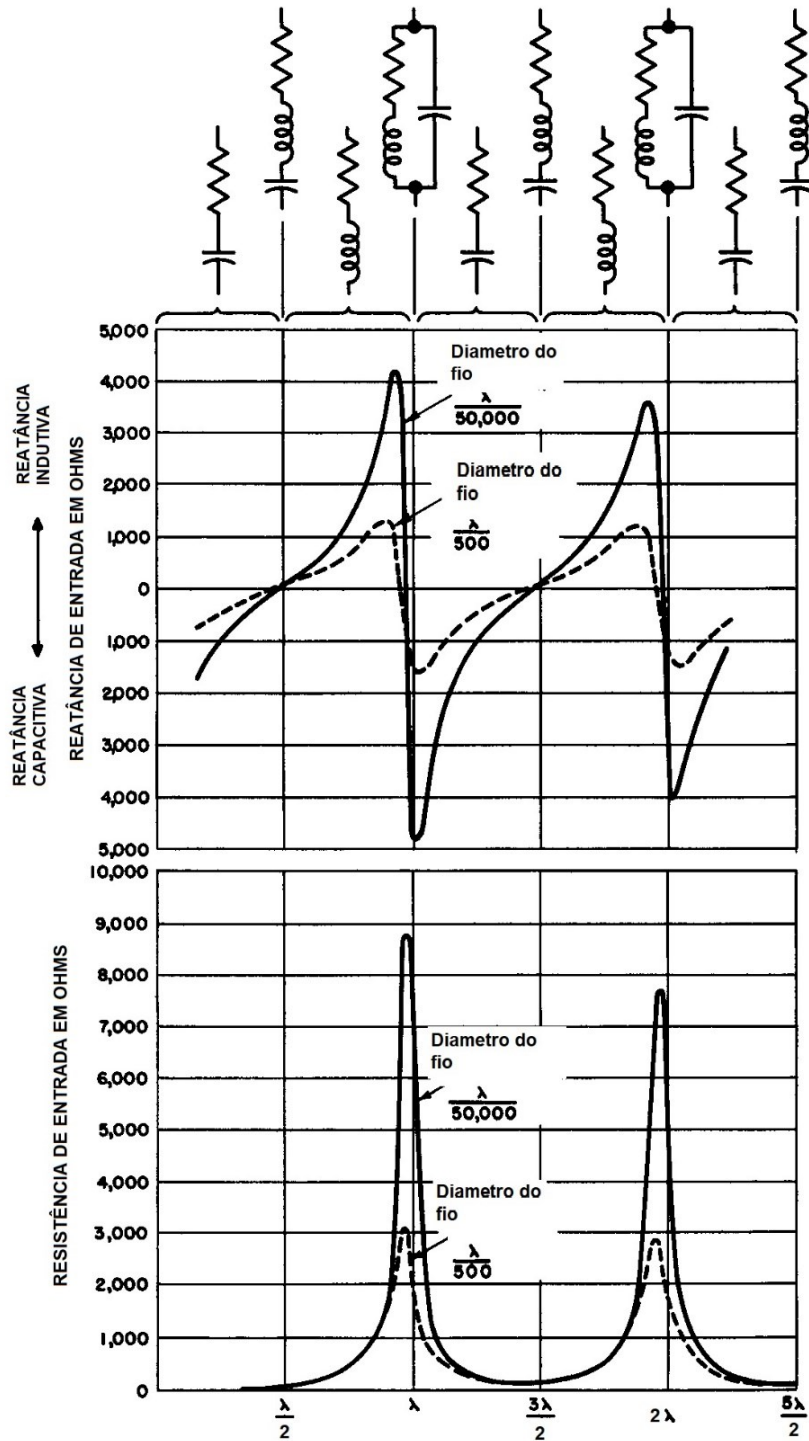
A máxima magnitude da resistência e da reatância dependem do diâmetro do condutor com o qual é feita a antena: quanto mais finos os condutores, maiores as reatâncias e resistências, o que equivale a dizer que, para fios mais finos, a largura de banda da antena diminui (SCHURE, 1957).

A largura de banda de uma antena depende da faixa de frequências em que a antena pode operar sem variações significativas em sua impedância de entrada, ou sem grandes variações no coeficiente de reflexão entre a antena e a linha de transmissão (JONES, 1937). Antenas feitas com condutores finos e longe de objetos apresentam curvas de impedância mais agudas, ou seja, apresentam uma maior seletividade e uma menor largura de banda.

2.2.2 O dipolo linear de comprimento finito.

Segundo Krauss (1983), para antenas finas cujo diâmetro do fio d seja menor que $\lambda/100$, a distribuição de corrente na antena pode ser aproximada por uma distribuição senoidal com a corrente nula nas pontas. Essa distribuição é uma boa aproximação.

Figura 13- Partes resistiva e reativa da impedância de entrada de um dipolo genérico alimentado no centro em função do comprimento elétrico. Circuitos ressonantes equivalentes.



Fonte: SCHURE, 1957, p.11.

Porém, para dipolos alimentados no centro cujos comprimentos sejam múltiplos inteiros de λ , a corrente no centro da antena não é nula conforme uma distribuição perfeitamente senoidal indica, caso contrário não haveria transferência de potência para a antena. Nestes casos, a distribuição senoidal sofre uma deformação próximo do centro e a corrente é pequena, porém não é nula (BRAULT; PIAT, 1998).

A Figura 14, apresenta a distribuição de corrente em um dipolo de comprimento l múltiplo de $\lambda/2$ e alimentado no centro. Foi assumida uma distribuição senoidal.

Um dipolo de comprimento físico l e comprimento elétrico $\lambda/2$ para uma frequência f também será ressonante para frequências maiores que f . Teoricamente para cada nf , com n inteiro, o dipolo apresentaria $n\lambda/2$ comprimentos de onda. Porém, devido ao efeito das pontas e fator de velocidade, o dipolo de meia onda será ressoante para um comprimento físico um pouco menor do que o comprimento de onda no espaço livre, ou comprimento elétrico. Quando estão presentes na antena mais de um ciclo da onda de corrente ou tensão, os efeitos das pontas só atuam nos quartos de onda de cada extremo da antena. Sendo assim, a antena de comprimento l que era ressonante em f com $\lambda/2$ não será ressonante para frequência exata $2f$ mas sim para uma frequência um pouco maior do que $2f$. Ou seja a antena de comprimento l é curta para ressonar em $2f$. À medida que o número de semiondas na antena aumenta seu comprimento físico para ressonância, se aproxima cada vez mais do comprimentos elétrico no espaço livre. (BRAULT; PIAT, 1998).

O comprimento l em metros de um dipolo linear finito ressoante para múltiplos inteiros de meia onda é aproximado por (35) (BRAULT; PIAT, 1998).

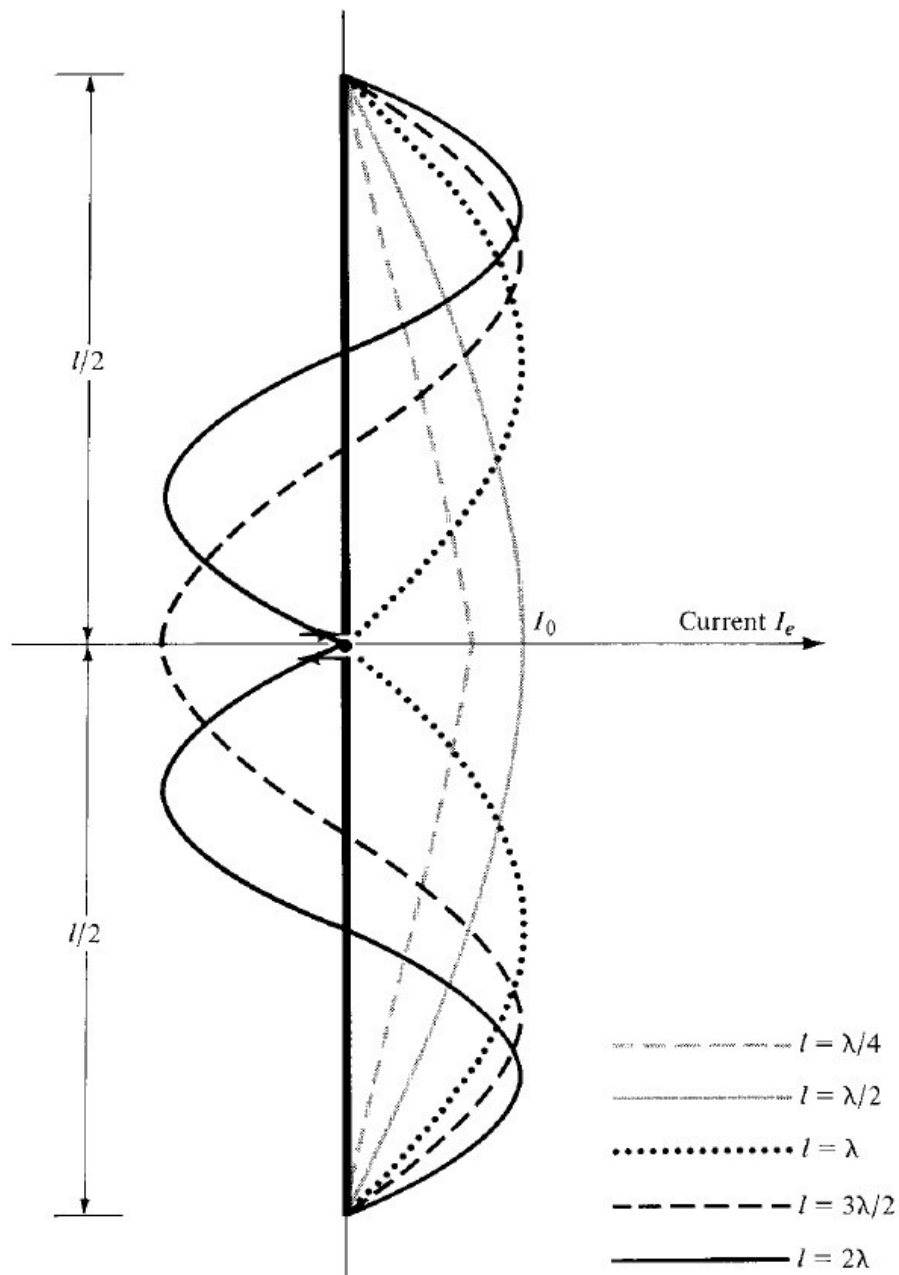
$$l[n\lambda/2] = \frac{(n - 0,05) \times 150}{f} \quad (m) \quad (35)$$

onde n é o número de semiondas para n inteiro, e f é a frequência em MHz.

As faixas de frequência destinadas aos radioamadores normalmente possuem relação harmônica e isso permite a utilização de um mesmo dipolo para operação em mais de uma faixa. A limitação imposta por (35) fará com que o dipolo não seja ressonante em todas as bandas, e a eficiência de irradiação da antena não será máxima em todas as bandas, justamente por não ser ressonante. Ainda assim, esse conceito é aplicado no sistema Levy com resultados satisfatórios.

Balanis (2005, p.170-181) apresenta um estudo detalhado do dipolo linear finito com a dedução dos campos elétricos e magnéticos, intensidade de radiação, resistência de radiação e reatância. Essas equações são complexas e não são necessárias para as análises futuras. Um entendimento qualitativo e gráfico será suficiente.

Figura 14 – Distribuição de corrente em um dipolo alimentado pelo centro de comprimento l múltiplo de $\lambda/2$.



Fonte: BALANIS, 2005, p. 176.

Para l múltiplo inteiro ímpar de $\lambda/2$, o ponto de alimentação no centro da antena sempre irá apresentar um ventre de corrente e um nodo de tensão e, portanto, uma impedância relativamente baixa. Para l múltiplo inteiro par de $\lambda/2$, haverá um mínimo de corrente e uma máximo de tensão e, portanto, uma impedância relativamente elevada (ARRL, 1969).

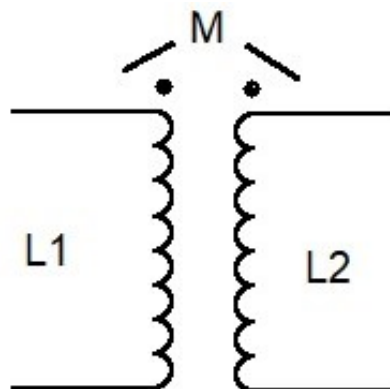
A forma geral da variação da impedância de entrada do dipolo linear alimentado no centro é representada pela Figura 13. No caso em que $l = \lambda/2$, o valor exato da impedância de entrada no espaço livre é $Z_A = 73 + j42,5$. Na prática, devido à proximidade com a terra, a resistência da antena é mais baixa, algo em torno de 50 ohms. (KRAUSS, 1983).

2.3 ACOPLAMENTO INDUTIVO

Esta seção trata dos fundamentos teóricos do acoplamento indutivo que serão utilizados para entender e projetar o sintonizador utilizado no protótipo do sistema Levy.

O acoplamento indutivo em questão corresponde ao que existe entre as bobinas de um transformador com núcleo de ar. A Figura 15 representa dois indutores acoplados magneticamente e com indutância mútua M .

Figura 15- Transformador básico com núcleo de ar.



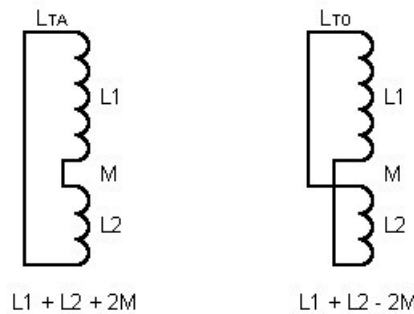
Fonte: Desenho do autor, 2023.

Diferente de um transformador com núcleo de ferro, ou outro material ferromagnético, no transformador com núcleo de ar as reatâncias de dispersão não são desprezíveis, resultando em um coeficiente de acoplamento k menor do que 1,00, normalmente $k \leq 0,60$, (TERMAN, 1943).

Conforme Grammer (1972), devido à dispersão de fluxo considerável não se pode utilizar a relação de espiras entre o primário e o secundário para relacionar as tensões, correntes e impedâncias nos enrolamentos. Deve-se utilizar a indutância mútua M ou o fator de acoplamento k . A indutância mútua relaciona-se à tensão induzida em uma bobina devido à corrente na outra bobina.

A indutância mútua M pode ser medida considerando a indutância individual de L_1 e L_2 , medidas com os indutores distantes um do outro, e duas outras medidas L_{TA} e L_{TO} tomadas com os indutores em sua posição final, ou seja, fixada a posição relativa entre eles. A Figura 16 demonstra esse procedimento.

Figura 16- Ligações de L_1 e L_2 para determinar M .



Fonte: CEBIK, 1997.

Os indutores são ligados em série e a indutância é medida, então a ligação série é invertida e uma nova indutância é medida. Se houver alguma indutância mútua entre L_1 e L_2 , as duas medidas anteriores serão diferentes. A maior indutância medida corresponde a L_{TA} e a menor é L_{TO} . As relações dessas indutâncias são dadas por (36), (37) e (38) (CEBIK, 1997).

$$L_{TA} = L_1 + L_2 + 2M \quad (H) \quad (36)$$

$$L_{TO} = L_1 + L_2 - 2M \quad (H) \quad (37)$$

$$M = \frac{L_{TA} - L_{TO}}{4} \quad (H) \quad (38)$$

Segundo Terman (1943), o coeficiente de acoplamento k com base nas indutâncias é calculado por (39).

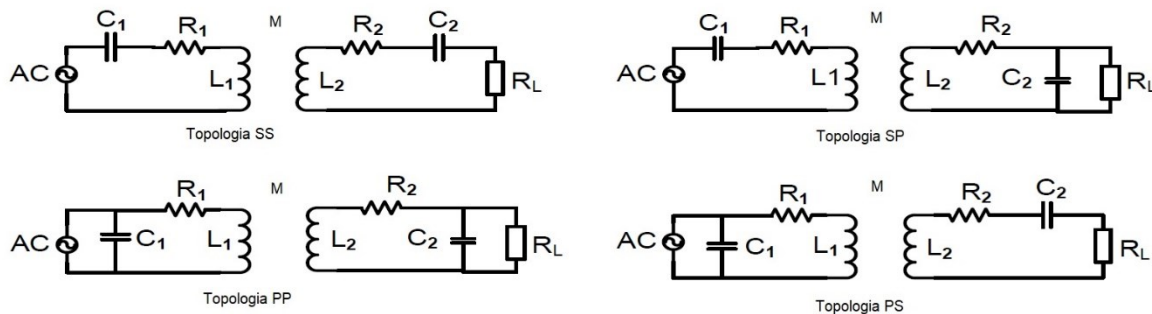
$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (39)$$

Ao conectar uma carga no secundário do transformador e uma fonte de energia de RF no primário, haverá indução de corrente e tensão no secundário com consequente transferência de energia entre os enrolamentos, e uma potência será entregue a carga.

Se o primário, o secundário ou ambos forem sintonizados para ressonância na frequência de trabalho, a transferência de potência será muito maior (ABDOLKHANI, 2016).

Sintonizar enrolamentos para ressonância é uma forma de compensação reativa, uma vez que as reatâncias de L_1 e L_2 são compensadas ou canceladas. A compensação pode ser obtida por meio da inserção de capacitores de valor adequado em paralelo ou em série com as indutâncias L_1 e L_2 . Isso resulta em quatro possíveis topologias de sintonia, apresentadas na Figura 17.

Figura 17- Topologias de compensação ou sintonia para transformadores de RF com núcleo de ar.



Fonte: JASIN, 2018, p.614.

As resistências dos enrolamentos são designadas de R_1 e R_2 , a carga é R_L e, por hora, é considerada resistiva, mas sua forma genérica é uma impedância. Essas diferentes configurações podem ser analisadas com base no modelo da indutância mútua que usa os conceitos de tensões induzidas e refletidas em cada enrolamento.

Segundo Jasin (2018), as impedâncias equivalentes do secundário \hat{Z}_S para cada topologia são dadas por (40) e (41).

$$\dot{Z}_S^{SS/PS} = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_L \quad (\Omega) \quad (40)$$

$$\dot{Z}_S^{SP/PP} = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2 + 1/R_L} + R_2 \quad (\Omega) \quad (41)$$

No caso do secundário com sintonia paralela, R_L e C_2 foram combinados em uma impedância equivalente. A impedância \dot{Z}_r refletida no primário aparece em série com L_1 e depende do coeficiente de acoplamento entre primário e secundário e da frequência e é dada por (42).

$$\dot{Z}_r = \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}_S} \quad (\Omega) \quad (42)$$

A partes reais e imaginárias de \dot{Z}_r para cada topologia são dadas por (43), (44), (45) e (46).

$$Re\dot{Z}_r^{SS/PS} = \frac{\omega^4 C_2^2 M^2 (R_L + R_2)}{(\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_2^2 (R_L + R_2)^2} \quad (\Omega) \quad (43)$$

$$Im\dot{Z}_r^{SS/PS} = \frac{-\omega^3 C_2 M^2 (\omega^2 C_2 L_2 - 1)}{(\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_2^2 (R_L + R_2)^2} \quad (\Omega) \quad (44)$$

$$Re\dot{Z}_r^{SP/PP} = \frac{\omega^2 M^2 (R_L + R_2 + \omega^2 R_L R_2 C_2^2)}{[R_2 + R_L (\omega^2 C_2 L_2 - 1)]^2 + \omega^2 (L_2 + C_2 R_2 R_L)^2} \quad (\Omega) \quad (45)$$

$$Im\dot{Z}_r^{SP/PP} = \frac{-\omega C_2 R_L^2 (\omega^2 C_2 L_2 - 1) - \omega L_2}{[R_2 + R_L (\omega^2 C_2 L_2 - 1)]^2 + \omega^2 (L_2 + C_2 R_2 R_L)^2} \quad (\Omega) \quad (46)$$

Se o secundário é ressonante ou compensado em $\omega = \omega_0$, então $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$, o que resulta em $\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} = 0$. Neste caso, (43), (45) e (46) são simplificadas para (47), (48) e (49), respectivamente.

$$\operatorname{Re}\dot{Z}r^{SS/PS} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L} \quad (\Omega) \quad (47)$$

$$\operatorname{Re}\dot{Z}r^{SP/PP} = \frac{\omega^2 M^2 (R_L + R_2 + \omega^2 R_L R_2 C_2)}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + C_2 R_2 R_L)^2} \quad (\Omega) \quad (48)$$

$$\operatorname{Im}\dot{Z}r^{SP/PP} = \frac{-\omega^3 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + C_2 R_2 R_L)^2} \quad (\Omega) \quad (49)$$

A parte imaginária de $\dot{Z}r^{SS/PS}$ é zero.

Se os indutores que serão utilizados no sistema estudado apresentam resistência desprezível em relação a sua reatância, podem-se considerar R_1 e R_2 nulos (TERMAN, 1943). Neste caso, $\dot{Z}r$ é aproximado por (50) e (51).

$$\dot{Z}r^{SS/PS} = \frac{\omega^2 M^2}{R_L} \quad (\Omega) \quad (50)$$

$$\dot{Z}r^{SP/PP} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{\omega^2 L_2^2} - j \frac{\omega M^2}{L_2} \quad (\Omega) \quad (51)$$

Assumindo a compensação total no secundário, a principal diferença entre (50) e (51) é que para o secundário com sintonia série a impedância refletida no primário é puramente resistiva, enquanto que, para o secundário com sintonia paralela, mesmo na ressonância, a impedância refletida apresenta uma parte capacitiva (DEGEN, 2021). Isso assume que qualquer componente reativa da carga tenha sido compensada junto com as reatâncias de L_2 e C_2 . Se a impedância resultante do secundário Z_s possuir reatância indutiva, esta será refletida no primário como reatância capacitiva e se Z_s for capacitiva, $\dot{Z}r$ será indutiva. Essa propriedade pode ser utilizada para compensar a reatância que existe no primário, caso este não seja compensado com um capacitor externo.

A impedância resultante vista pelo gerador, no primário, chamada de \dot{Z}_{in} , para cada topologia do primário, é dada por (52) e (53).

$$\dot{Z}in^{SS/SP} = \dot{Z}r + j\omega L_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (\Omega) \quad (52)$$

$$\dot{Z}in^{PS/PP} = (\dot{Z}r + j\omega L_1 + R_1) // \frac{1}{j\omega C_1} \quad (\Omega) \quad (53)$$

Substituindo $\dot{Z}r$ em (52) e (53), resultam em (54), (55), (56) e (57).

$$\dot{Z}in^{SS} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L} + j\omega L_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (\Omega) \quad (54)$$

$$\dot{Z}in^{SP} = \frac{\omega^2 M^2 (R_L + R_2 + \omega^2 R_L R_2 C_2) - j\omega^3 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + C_2 R_2 R_L)^2} + j\omega L_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (\Omega) \quad (55)$$

$$\dot{Z}in^{PS} = \left(\frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L} + j\omega L_1 + R_1 \right) // \frac{1}{j\omega C_1} \quad (\Omega) \quad (56)$$

$$\dot{Z}in^{PP} = \left(\frac{\omega^2 M^2 (R_L + R_2 + \omega^2 R_L R_2 C_2) - j\omega^3 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + C_2 R_2 R_L)^2} + j\omega L_1 + R_1 \right) // \frac{1}{j\omega C_1} \quad (\Omega) \quad (57)$$

Para compensar completamente o primário, deve-se aplicar a condição de que a parte imaginária de $\dot{Z}in$ seja zero. Isso garante ao gerador uma carga puramente resistiva. Os valores de C_1 que atendem a essa condição, para cada topologia são obtidos com (58), (59), (60) e (61).

$$C1^{SS} = \frac{1}{\omega^2 L_1} \quad (F) \quad (58)$$

$$C1^{PS} = \frac{L_1}{\left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_L + R_2} \right)^2 + \omega^2 L_1^2} \quad (F) \quad (59)$$

$$C1^{SP} = \frac{1}{\omega^2 \left[L_1 - \frac{\omega^2 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + R_L R_2 C_2)^2} \right]} \quad (F) \quad (60)$$

$$C1^{PP} = \frac{L_1 - \frac{\omega^2 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + R_L R_2 C_2)^2}}{\left[R_1 + \frac{\omega^2 M^2 (R_2 + R_L + \omega^2 C_2^2 R_L^2 R_2)}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + R_L R_2 C_2)^2} \right]^2 + \omega^2 \left[L_1 - \frac{\omega^2 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + R_L R_2 C_2)^2} \right]^2} \quad (\text{F}) \quad (61)$$

Novamente, se R_1 e R_2 forem considerados nulos, (54), (55), (58) e (60) podem ser simplificadas. Os resultados são apresentados somente para as topologias que possuem o primário sintonizado em série, uma vez que o sintonizador utilizado no sistema Levy utiliza a tipologia série no primário. Os resultados são dados por (62), (63), (64) e (65)

$$\dot{Z}in^{SS} = \frac{\omega^2 M^2}{R_L} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (\Omega) \quad (62)$$

$$\dot{Z}in^{SP} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{\omega^2 L_2^2} - j \frac{\omega M^2}{L_2} - j \frac{1}{\omega C_1} + j\omega L_1 \quad (\Omega) \quad (63)$$

$$C1^{SS} = \frac{1}{\omega^2 L_1} \quad (\text{F}) \quad (64)$$

$$C1^{SP} = \frac{1}{\omega^2 L_1 - \frac{\omega^2 M^2}{L_2}} \quad (\text{F}) \quad (65)$$

Eliminando as componentes reativas de (62) e (63) resultam em (66) e (67).

$$\dot{Z}in^{SS} = \frac{\omega^2 M^2}{R_L} \quad (\Omega) \quad (66)$$

$$\dot{Z}in^{SP} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{\omega^2 L_2^2} \quad (\Omega) \quad (67)$$

Para circuitos onde as resistências das bobinas não são desprezíveis, devem-se utilizar as equações completas para resultados mais precisos, principalmente se os componentes de compensação forem de valor fixo. Quando os capacitores são ajustáveis ou variáveis as

equações simplificadas são suficientes. Os capacitores são ajustados de maneira a obter a melhor transferência de potência entre o gerador e a carga.

A potência ativa de entrada no primário é calculada com (68).

$$P_{in} = (Re(Z_r) + R_1)I_p^2 \quad (W) \quad (68)$$

Onde a corrente no primário é dada por (69).

$$I_p = \frac{V}{R_1 + Re(Z_r)} \quad (A) \quad (69)$$

A potência ativa na carga é dada por (70).

$$P_L = I_s^2 R_L \quad (W) \quad (70)$$

Desde que o primário seja compensado, a eficiência só depende da topologia do secundário (JASIN, 2018). A eficiência é dada por $\eta = \frac{P_L}{P_{in}}$ e considerando que $\frac{I_s}{I_p} = \frac{\omega M}{R_2 + R_L}$, a eficiência é dada por (71).

$$\eta^{SS/PS} = \frac{I_s^2 R_L}{(R_1 + Re(Z_r))I_p^2} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(R_2 + R_L) [\omega^2 M^2 + R_1 (R_2 + R_L)]} \quad (71)$$

Para o caso hipotético de R_1 e R_2 nulos, a eficiência das topologias *SS* e *PS* é unitária. Na prática, a eficiência é elevada, mas não unitária. Para as topologias *PP* e *SP*, a eficiência é dada por (72).

$$\eta^{PP/SP} = \frac{I_s^2 R_L}{(R_1 + Re(Z_r))I_p^2} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{R_L^2 \left\{ \left[\frac{\omega^2 M^2 (R_2 + R_L + \omega^2 R_L R_2 C_2)}{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + R_L R_2 C_2)^2} \right] + R_1 \right\}} \quad (72)$$

Para o caso de R_1 e R_2 serem nulos, $\eta^{PP/SP} = \frac{\omega L_2}{R_L}$, e a eficiência na frequência de ressonância será máxima quando $\omega L_2 = R_L$.

Por fim, cabe dizer que as topologias com secundário sintonizado em série são adequadas a circuitos com valores de $R_L \leq 300 \Omega$, enquanto que as topologias com sintonia paralela do secundário são adequadas a valores de $R_L \geq 300 \Omega$ (TERMAN, 1943; GRAMMER, 1972).

3 ANÁLISE DE UM SISTEMA LEVY PRÁTICO

Nesta seção do trabalho, será analisado o sistema irradiante Levy que se encontra fisicamente construído na cidade de Jaraguá do Sul-SC.

O artigo original que inspirou a utilização e a construção deste sistema irradiante multibanda está contido na íntegra no Anexo I. Foi publicado na edição de setembro/outubro de 1971 da revista brasileira Eletrônica Popular e foi escrito por Felipe Calabró (*ITICFG*). As dimensões do sistema construído diferem um pouco das utilizadas no artigo original e foram adequadas para cobrir as distâncias necessárias.

O desenho da Figura 2 representa os componentes principais que integram o sistema. A antena é um dipolo linear onde A é o comprimento de um dos lados do dipolo. A linha de transmissão é composta de dois condutores paralelos, onde B designa o comprimento total da linha de transmissão. A caixa nomeada de acoplador é um circuito de sintonia com acoplamento indutivo que serve para casar a impedância de entrada da linha de transmissão bifilar com a impedância nominal dos equipamentos de transmissão e recepção.

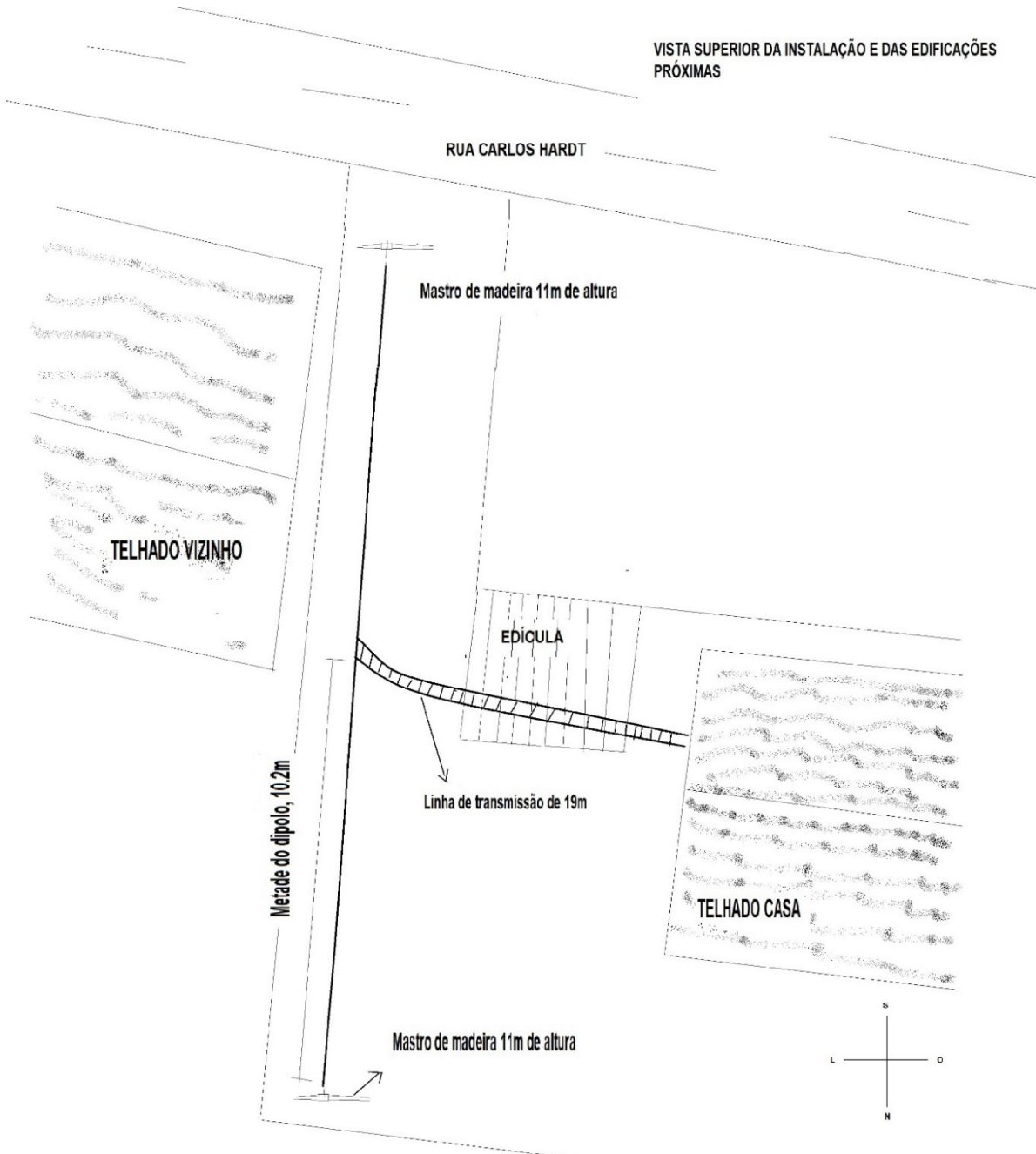
3.1 DISPOSIÇÃO DO SISTEMA LEVY ESTUDADO

A Figura 18 é um esboço da vista superior do sistema irradiante e das edificações relevantes ao seu redor. O eixo do dipolo está orientado aproximadamente na direção norte-sul

A linha de transmissão adentra na edificação principal através de dois orifícios na parede onde existem dois pedaços de mangueira cristal para isolar os condutores e chega ao ponto de conexão com a caixa de sintonia, ou acoplador. Do ponto de entrada na edificação, a linha inicia uma subida em rampa por cerca de 13 metros até ficar posicionada embaixo do dipolo. A rampa começa a 2 m do solo e termina a 5 m. Por fim, após uma curva suave a linha sobe verticalmente por 6 metros até o ponto de conexão com o dipolo. Uma parte da linha com aproximadamente 3 metros de comprimento passa sobre a edícula do esboço a uma distância de 30 a 50 centímetros de seu telhado.

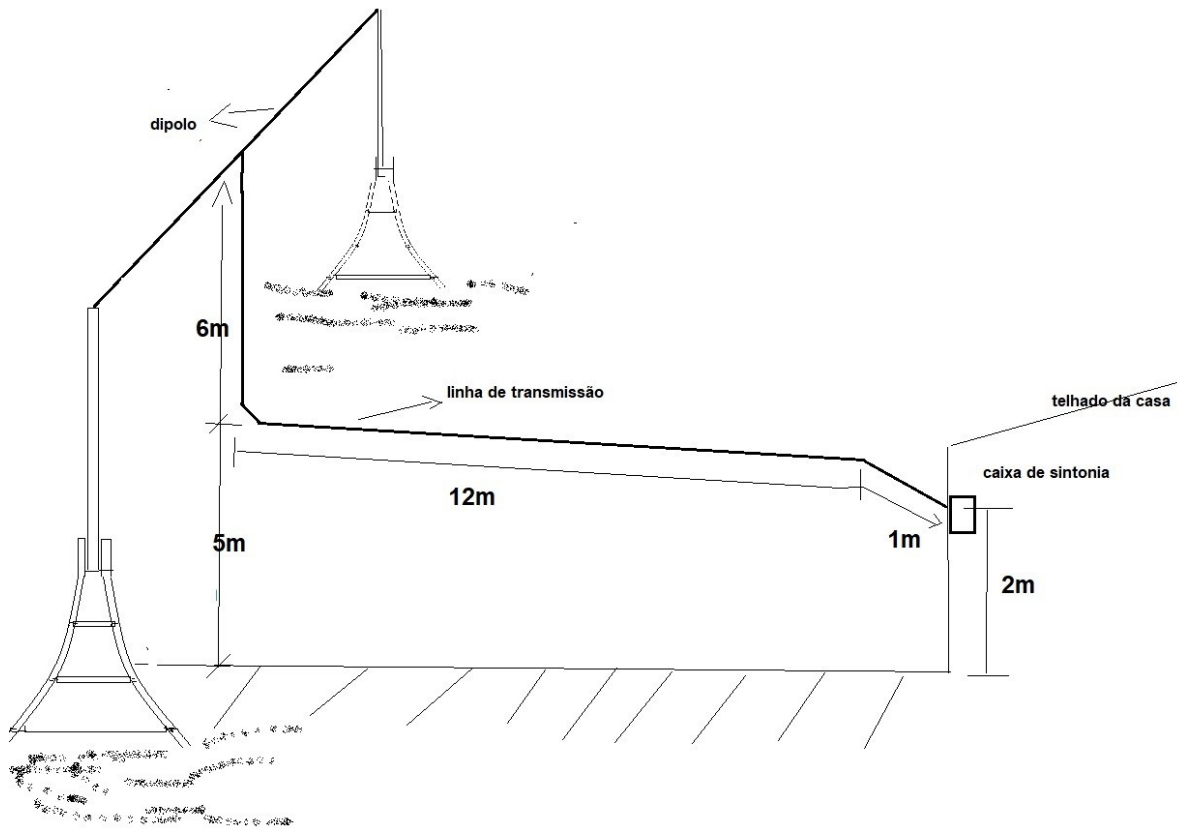
Também é possível notar na vista superior que a linha não se afasta da antena em ângulo reto, mas sim ligeiramente inclinada em relação ao eixo da antena.

Figura 18- Vista superior da antena, linha de transmissão, mastros de sustentação e edificações.



Fonte: Desenho do autor, 2023.

Figura 19- Vista de perfil da linha de transmissão e antena e das alturas e comprimentos.



Fonte: Desenho do autor, 2023.

A Figura 19 mostra uma vista lateral ou de perfil da instalação do sistema irradiante. À direita está a edificação principal, onde fica o quarto com o transmissor e receptor. O acoplador está fixado na parede interna à mesma altura onde entram os dois condutores da linha de transmissão. O desenho não está em escala, mas as medidas de altura são próximas da realidade. Os mastros são de madeira tratada e medem 11 m de altura cada. O desnível do terreno não foi levado em conta nos desenhos e na simulação, mas o mastro próximo à Rua Carlos Hardt está cerca de 1 metro mais alto do que o mastro ao Norte.

As figuras 20, 21, 22 e 23 são fotografias do protótipo estudado.

Figura 20- Fotografias da linha de transmissão. De cima para baixo: Ponto de saída da sala de rádio, linha passando sobre a edícula.



Fonte: Fotografia do autor, 2018.

Figura 21- Linha de transmissão bifilar passando sobre edícula e subindo até o dipolo.



Fonte: Fotografia do autor, 2018.

Figura 22- Ponto de curva da linha de transmissão e subida até o dipolo. Abaixo seção horizontal da linha.



Fonte: Fotografia do autor, 2018

Figura 23- Um dos mastros de madeira tratada com 11 m de altura.



Fonte: Fotografia do autor, 2018.

3.2 DETALHES CONSTRUTIVOS DA LINHA DE TRANSMISSÃO

No artigo original, Calabro (1971) recomenda que a distância entre os condutores da linha seja de 100 mm e que o diâmetro do condutor de cobre seja de 1,60 mm. Contudo, a linha de transmissão que foi efetivamente empregada no projeto já existia. Ela é feita com fios de cobre rígido de 2 mm de diâmetro e espaçamento de 130 mm entre os condutores. O comprimento total da linha é de 19 m. Este valor foi escolhido pois era o comprimento total de linha disponível e serviu adequadamente para cobrir a distância da estação até a antena. O comprimento da linha não é crítico, mas sua alteração irá mudar a impedância presente nos terminais de entrada da linha, e isso deve ser considerado na hora de escolher a forma de projetar e ligar o sintonizador, o que será considerado mais adiante.

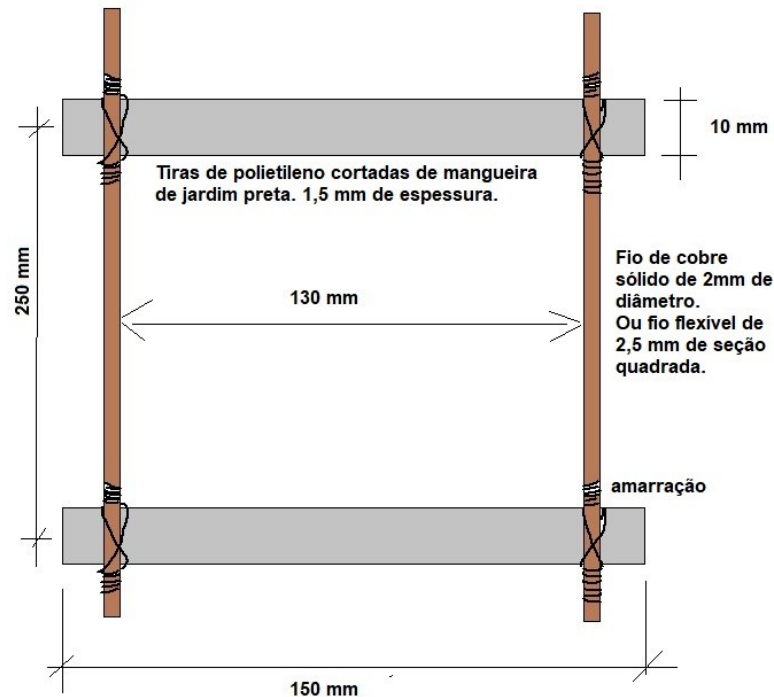
Os condutores da linha são mantidos separados por meio de espaçadores ou isoladores feitos com tiras de polietileno rígido cortadas de uma mangueira de jardim com 1,50 mm de espessura, 10 mm de largura e 150 mm de comprimento. O material dos isoladores pode ser diferente, desde que seja bom isolante e apresente rigidez mecânica para manter o espaçamento entre os condutores uniforme. O peso dos isoladores da linha deve ser o menor possível para não ocasionar distensão na antena, uma vez que é ela que sustenta a linha de transmissão.

O espaçamento entre isoladores é de aproximadamente 250 mm, o equivalente a quatro isoladores por metro. Os condutores são amarrados aos isoladores por meio de pedaços de fio de cobre rígido esmaltado número 22 *AWG*, aproximadamente 0,64 mm de diâmetro. A Figura 24 ilustra um pedaço da linha e a forma de amarração dos isoladores.

Os condutores da linha podem ser de fio de cobre rígido esmaltado ou nu ou cabo flexível de cobre com capa isolante utilizado para instalações elétricas. As dimensões adotadas resultam em boa resistência mecânica e boas características elétricas.

As curvas na linha de transmissão devem ser suaves, evitando mudanças abruptas de direção pois essas discontinuidades na linha geram pontos de irradiação indesejada além de reflexões secundárias. Os mastros podem ser de metal, porém mastros metálicos e ancoragens metálicas com comprimentos físicos próximos de múltiplos inteiros de $\lambda/2$ podem causar alterações no diagrama de irradiação assim como na impedância de alimentação devido ao acoplamento mútuo com o dipolo principal (BRAULT, PIAT 1988).

Figura 24- Detalhes construtivos da linha de transmissão empregada.



Fonte: Desenho do autor, 2023.

Os arames ou cabos de aço utilizadas para ancorar os mastros são eletricamente interrompidos com isoladores de porcelana ou de polietileno utilizados para construção de cercas elétricas. Estes isoladores, em caso de ruptura, garantem que a conexão física entre as seções se mantenha, evitando a queda dos mastros. Para a banda de frequências de 1,50 MHz até 30 MHz, cada seção da ancoragem ou estaiamento pode ter entre 3 e 7 metros (ARRL, 1969).

3.3 DETALHES ELÉTRICOS DA LINHA DE TRANSMISSÃO

Com base na Figura 4, as dimensões da linha empregada no protótipo são $a = 2 \text{ mm}$ e $D = 130 \text{ mm}$.

Inicialmente, se a linha for considerada sem perdas, pode-se usar (23) para estimar a impedância característica da linha:

$$Z_0 = 276 \log\left(\frac{2D}{a}\right) = 276 \log\left(\frac{2 \times 130}{2,0}\right) = 583,448 \ \Omega$$

Neste caso, a impedância da linha é puramente resistiva, conforme o esperado. Para as dimensões sugeridas por Calabro (1971), $Z_0 = 578,747 \Omega$. A resistência por metro dessa linha será maior, assim como as perdas.

Os limites de impedância do ponto de alimentação de uma antena dipolo podem variar consideravelmente, conforme visto na seção anterior. Segundo ARRL (1969), Z_A pode variar de valores da ordem de 70 ohms até valores da ordem de 7000 ohms, tanto resistivos como reativos. Na prática, a variação é menor devido à proximidade com o solo, ao efeito das pontas e ao acoplamento com outros objetos. Valores mais realistas variam entre 75 e 3000 ohms (BRAULT; PIAT, 1998).

Escolher a impedância característica Z_0 da linha como a média geométrica desses limites de variação faz com que a amplitude das ondas estacionárias presentes na linha em decorrência da reflexão no ponto de conexão com a antena seja minimizada (ARRL, 1997). Em outras palavras, isso reduz a SWR máxima na linha de transmissão. A média geométrica entre 75 e 3000 é 474,34 ohms. Portanto essa seria uma escolha razoável para o valor de impedância característica da linha. Além disso, por questões de perdas, a utilização de uma linha de condutores paralelos com dielétrico de ar é mandatória para o funcionamento deste sistema (CEBIK, 1998).

Utilizando (1) a (7), é possível calcular os parâmetros distribuídos para a linha utilizada no protótipo. A Tabela 2 apresenta os resultados das equações computadas para os extremos das frequências utilizadas no sistema, $f = 3 \text{ MHz}$ e $f = 30 \text{ MHz}$. Ambas as equações para determinar C e L foram utilizadas, e seus resultados foram semelhantes.

Os resultados destacados da Tabela 2 correspondem a linha usada no protótipo enquanto as duas últimas linhas são para as dimensões sugeridas por Calabro (1971). O material dos condutores é o cobre e o meio predominante que cerca a antena é o ar. A hipótese de que o dielétrico seja composto somente de ar é uma boa aproximação uma vez que o polietileno apresenta menor condutividade e maior permissividade do que o ar, além de ocupar uma área bem menor no comprimento total da linha.

Tabela 2- Parâmetros distribuídos da linha do protótipo e constantes utilizadas.

Valores em potência de dez ($E \pm n = 10^{\pm n}$).

PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS DAS LINHAS DE TRANSMISSÃO BIFILARES PARALELAS									
D (mm)	a (mm)	δ_c (m)	R (Ω/m)	L(H/m) EQ(3)	L(H/m) EQ(4)	C (pF/m) EQ(5)	C (F/m) EQ(6)	G(S/m)	f (Hz)
130	2	3,811E-05	1,441E-01	1,947E-06	2,224E-06	5,724E+00	5,712E-12	6,45098E-11	3,00E+06
130	2	1,205E-05	4,556E-01	1,947E-06	2,224E-06	5,724E+00	5,712E-12	6,45098E-11	3,00E+07
100	1,6	3,811E-05	1,801E-01	1,931E-06	2,209E-06	5,770E+00	5,758E-12	6,50339E-11	3,00E+06
100	1,6	1,205E-05	5,695E-01	1,931E-06	2,209E-06	5,770E+00	5,758E-12	6,50339E-11	3,00E+07

Constantes dos materiais da linha e do meio					
σ_c (S/m)	μ_c (H/m)	μ_{meio} (H/m)	ϵ_r	ϵ_{ar} (F/m)	σ_{meio} (S/m)
5,800E+07	1,260E-06	1,256E-06	1,000E+00	8,854E-12	1,000E-10

Fonte: Desenho do autor, 2023.

É visível que R aumenta com a frequência devido à redução da profundidade pelicular, porém essa variação não é significativa para a faixa de frequência de 3 MHz a 30 MHz. Outro ponto importante é que para este tipo de linha, G é praticamente zero. Portanto, a perda ôhmica é devida quase que exclusivamente à resistência dos condutores.

A impedância e a admitância por unidade de comprimento da linha de transmissão podem ser determinadas utilizando (8) e (9). Os resultados estão na Tabela 3.

Tabela 3- Resultados para Impedância e Admitância distribuídas da linha.

D (mm)	a (mm)	f (Hz)	Z (Ω/m)		Y (S/m)	
			R	jX	G	jB
130	2	3,00E+06	+ 144,07E-03	+ j 39,29E+00	+ 64,51E-12	+ j 107,72E-06
130	2	3,00E+07	+ 455,58E-03	+ j 392,93E+00	+ 64,51E-12	+ j 1,08E-03
100	1,6	3,00E+06	+ 180,08E-03	+ j 39,00E+00	+ 65,03E-12	+ j 108,60E-06
100	1,6	3,00E+07	+ 569,48E-03	+ j 389,98E+00	+ 65,03E-12	+ j 1,09E-03

Fonte: Desenho do autor, 2023.

Novamente, as duas primeiras linhas apresentam o resultado para a linha do protótipo e as outras linhas da tabela são para as dimensões de Calabró (1971). É notável que a reatância indutiva por metro é dominante.

Com base nos valores da Tabela 3 e em (15), é possível determinar a constante de propagação da linha. Os resultados estão na Tabela 4.

Tabela 4- Constante de propagação da linha de transmissão.

D (mm)	a (mm)	f (Hz)	γ			
			α (Np/m)	$j\beta$ (rad/m)	α (dB/m)	$j\beta$ (graus/m)
130	2	3,00E+06	+ 119,29E-06	+ j 65,06E-03	+ 1,04E-03	+ j 3,73E+00
130	2	3,00E+07	+ 377,19E-06	+ j 650,60E-03	+ 3,28E-03	+ j 37,28E+00
100	1,6	3,00E+06	+ 150,28E-06	+ j 65,08E-03	+ 1,31E-03	+ j 3,73E+00
100	1,6	3,00E+07	+ 475,18E-06	+ j 650,78E-03	+ 4,13E-03	+ j 37,29E+00

Fonte: Desenho do autor, 2023.

Os valores da constante de atenuação são apresentados em Np/m e dB/m, $1Np = 8,685 \text{ dB}$. A constante de fase é dada em rad/m e graus/m, $1rad = 57,295^\circ$.

A atenuação da linha utilizada é de 0,0315 dB/100 pés em $f = 3 \text{ MHz}$ e 0,0998 dB/100 pés para $f = 30 \text{ MHz}$. Estes valores são muito próximos àqueles apresentados na Tabela 1. A atenuação total para cada 100 m de linha é de 0,103 dB e 0,327 dB em 3 MHz e 30 MHz, respectivamente. Esses valores valem para a linha sem ondas estacionárias de corrente e tensão, ou seja, uma $SWR = 1$ (linha casada com a carga). Se a SWR for maior que 1,00, as perdas da linha aumentam e a atenuação total é obtida pelo ábaco da Figura 9.

A Tabela 5 apresenta os valores da impedância característica e da velocidade de fase da linha de transmissão com base em (20) e (22).

Analisando a Tabela 3, é visível que R é muito menor do que X , e G é desprezível. Assim, considerar a linha de transmissão como sendo sem perdas é aceitável. Comparando o resultado de Z_0 da Tabela 5 com os valores obtidos com (23), percebe-se que aproximação de (23) é boa e pode ser usada para o projeto rápido de linhas de transmissão de condutores paralelos e dielétrico de ar. A velocidade de propagação da onda na linha de transmissão corresponde a 96,52% da velocidade da luz.

Todos os cálculos que resultaram nestas tabelas foram feitos utilizando as equações mencionadas neste trabalho e planilhas do Excel com um pacote de equações para trabalhar com números complexos.

Tabela 5- Impedância característica e velocidade de fase da linha de transmissão.

D (mm)	a (mm)	f (Hz)	Z _o (Ω)		vf (m/s)
			R	jX	
130	2	3,00E+06	+ 603,96E+00	- j 1,11E+00	+ 289,577E+06
130	2	3,00E+07	+ 603,95E+00	- j 350,10E-03	+ 289,577E+06
100	1,6	3,00E+06	+ 599,25E+00	- j 1,38E+00	+ 289,498E+06
100	1,6	3,00E+07	+ 599,25E+00	- j 437,52E-03	+ 289,499E+06

Fonte: Desenho do autor, 2023.

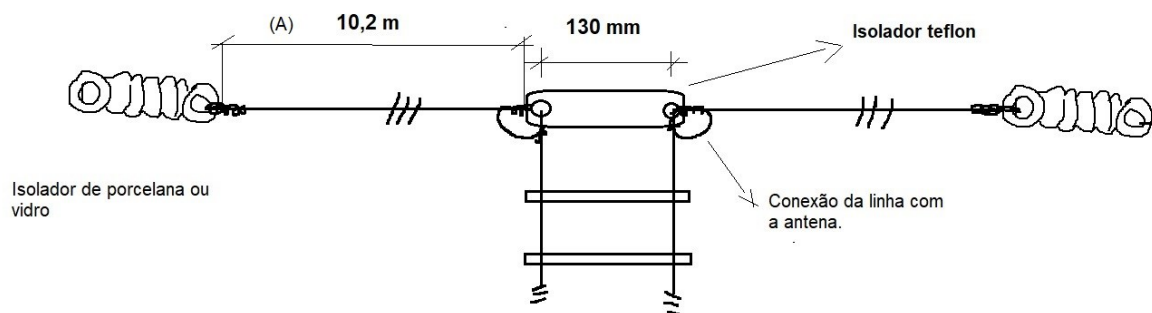
3.4 DETALHES CONSTRUTIVOS DA ANTENA DIPOLO

A parte irradiante do sistema usado corresponde aos dois condutores horizontais da Figura 2, cada um igual e de comprimento A. Para a antena do protótipo, $A = 10,20$ m.

Os condutores empregados são cabos de cobre flexível com capa plástica para instalações elétricas residenciais com seção de $2,50 \text{ mm}^2$. É possível utilizar fio de cobre esmaltado rígido de 2 mm de diâmetro. A vantagem do fio flexível encapado está na sua manipulação e na proteção contra intempéries.

Os extremos dos condutores são amarrados em isoladores de porcelana ou outro material isolante de qualidade e com boa resistência mecânica. O ponto central da antena possui um isolador feito com um tarugo de teflon com 130 mm de comprimento e 30 mm de diâmetro. Neste ponto, os condutores serão amarrados e conectados à linha de transmissão conforme a Figura 25.

Figura 25- Detalhes construtivos da antena com isoladores e ponto de conexão central da linha.



Fonte: Desenho do autor, 2023.

Como pode ser visto na figura acima, a medida de A é tomada entre os isoladores. Portanto, os condutores devem ser cortados com 150 mm de comprimento a mais em cada ponta para poder fazer a amarração deles nos isoladores. A medida de 10,20 m utilizada foi escolhida devido aos limites de comprimento disponíveis no terreno onde seria feita a instalação, contudo Calabro (1971); Shure (1957); ARRL (1959) recomendam que a parte irradiante dipolo tenha comprimento de $\lambda/2$ para a menor frequência a ser utilizada. Se houver frequências para as quais a antena seja menor do que $\lambda/2$, a eficiência de irradiação irá reduzir, assim como a impedância do centro da antena e sua resistência de radiação (BALANIS, 2005).

3.5 DETALHES ELÉTRICOS DA ANTENA DIPOLO

Conforme visto nas seções 2.2 e 2.2.2, desde que $l \geq \lambda/10$ e $d \leq \lambda/100$, o dipolo será linear. Os limites superior e inferior de frequências para as bandas de radioamador onde se pretende utilizar a antena estão na Tabela 6. Para os cálculos seguintes, serão utilizadas as frequências médias.

Utilizando a (35) com $n = 1$, é possível determinar o comprimento do dipolo linear para $\lambda/2$ para $f = 3,65$ MHz:

$$l \left[\frac{n\lambda}{2} \right] = \frac{(n - 0,05) \times 150}{f} = l \left[\frac{\lambda}{2} \right] = \frac{(1 - 0,05) \times 150}{3,65} = 39,04 \text{ m}$$

Essa fórmula resulta no comprimento l total do dipolo, que corresponde a duas vezes a medida A utilizada nos desenhos da antena. Portanto, $A = l/2 = 19,52$ m. Por limitações de espaço no terreno não foi possível utilizar esse comprimento para o elemento irradiante. Uma alternativa é dobrar o comprimento excedente do dipolo para baixo, conforme a Figura 26.

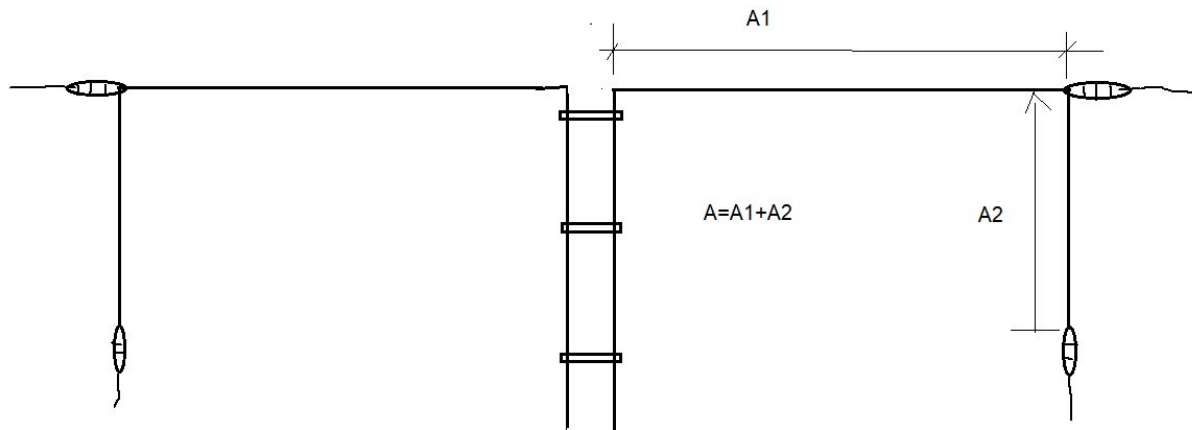
Essa alteração deve ser feita tendo em mente que haverá alteração dos diagramas de irradiação em relação ao dipolo linear totalmente horizontal, além de elevar o nível de ruído elétrico captado pela antena. Deve-se tomar o cuidado de manter as pontas que ficam mais baixas a uma distância segura do solo, pois existem tensões de RF elevadas nestes pontos que podem causar queimaduras graves se essas pontas forem tocadas. No geral, sempre que possível, a parte irradiante deve ser colocada o mais alto possível e na horizontal.

Tabela 6- Bandas de radioamador, limites de frequência e frequência média.

Banda (m)	fmin (MHz)	fmax (MHz)	fmed (MHz)
80	3,50	3,80	3,65
40	7,00	7,30	7,15
20	14,00	14,30	14,15
15	21,00	21,30	21,15
10	28,00	30,00	29,00

Fonte: Desenho do autor, 2023.

Figura 26- Forma de dobras as pontas do dipolo para situações de espaço reduzido.



Fonte: Desenho do autor, 2023.

Uma segunda alternativa é utilizar a frequência central da banda de 40 m para calcular o comprimento do dipolo de meia onda. Utilizando (35) novamente:

$$l \left[\frac{n\lambda}{2} \right] = \frac{(n - 0,05) \times 150}{f} = l \left[\frac{\lambda}{2} \right] = \frac{(1 - 0,05) \times 150}{7,15} = 19,93 \text{ m}$$

Neste caso, $A = l/2 = 9,965 \text{ m}$. Como o espaço do terreno permitia a utilização deste comprimento de antena, foi utilizada a medida de 10,20 m para cada lado do dipolo. Esse valor levemente superior ao calculado para o meio da banda foi escolhido para permitir uma ressonância do dipolo mais próxima do limite inferior da banda de 40 m.

Com este comprimento físico do dipolo estabelecido, na banda de 80 metros a antena será menor do que $\lambda/2$ e os efeitos disso serão analisados na próxima seção.

3.5.1 MMana-Gal, diagramas de radiação e impedâncias simuladas para o dipolo utilizado.

As simulações, tabelas de impedâncias e diagramas de irradiação apresentados a seguir foram obtidas utilizando o programa de análise de antenas MMANA-GAL 3.0 (*basic*). Esse software é baseado no método dos momentos, que foi introduzido no MININEC-3. O programa utiliza o código do *MININEC-3* modificado por *Alexandre Schewelew, DLIPBD*, e é escrito em C++.

A versão básica é gratuita e pode ser encontrada no site gal-ana.de, assim como um tutorial básico de sua utilização. Versões em diversos idiomas estão disponíveis.

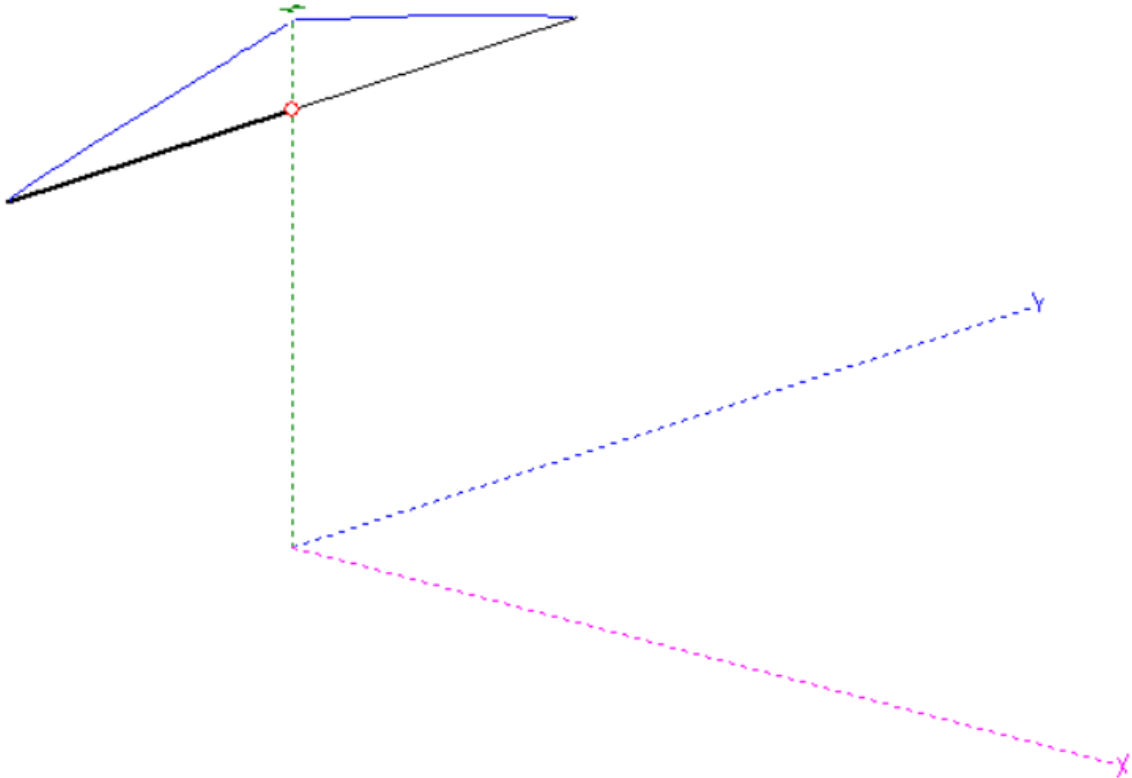
O programa permite a especificação dos condutores em forma de tabela de coordenadas, com ponto inicial e final nos eixos x , y e z e diâmetro r do condutor. Ele permite especificar se os cálculos consideram a antena no espaço livre ou nas proximidades de um plano terra perfeitamente condutor ou real, sendo que as características elétricas do solo real podem ser alteradas. O método de segmentação dos condutores também pode ser escolhido. Aqui foi usada a segmentação automática.

Os resultados incluem as distribuições de correntes nos condutores, impedância do ponto de alimentação, diagramas de irradiação horizontal, vertical e 3D, ganho, relação frente costas e outros parâmetros de antenas. Permite a geração de tabelas de dados para uma faixa de frequências especificada e apresenta recursos de otimização automática em relação a parâmetros escolhidos.

O dipolo linear alimentado no centro com dimensão $A = 10,20$ m e 11 m de altura foi analisado utilizando o MMANA-GAL considerando o solo real padrão com condutividade de 5 mS/m. Na Figura 27 está o modelo da antena com a distribuição de correntes para a frequência de 3,65 MHz.

Figura 27- Dipolo linear com $A= 10,20$ m e $l=20,40$ m. Detalhes da corrente para $f= 3,65$ MHz.

A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $0,74+j104,03$ mA.



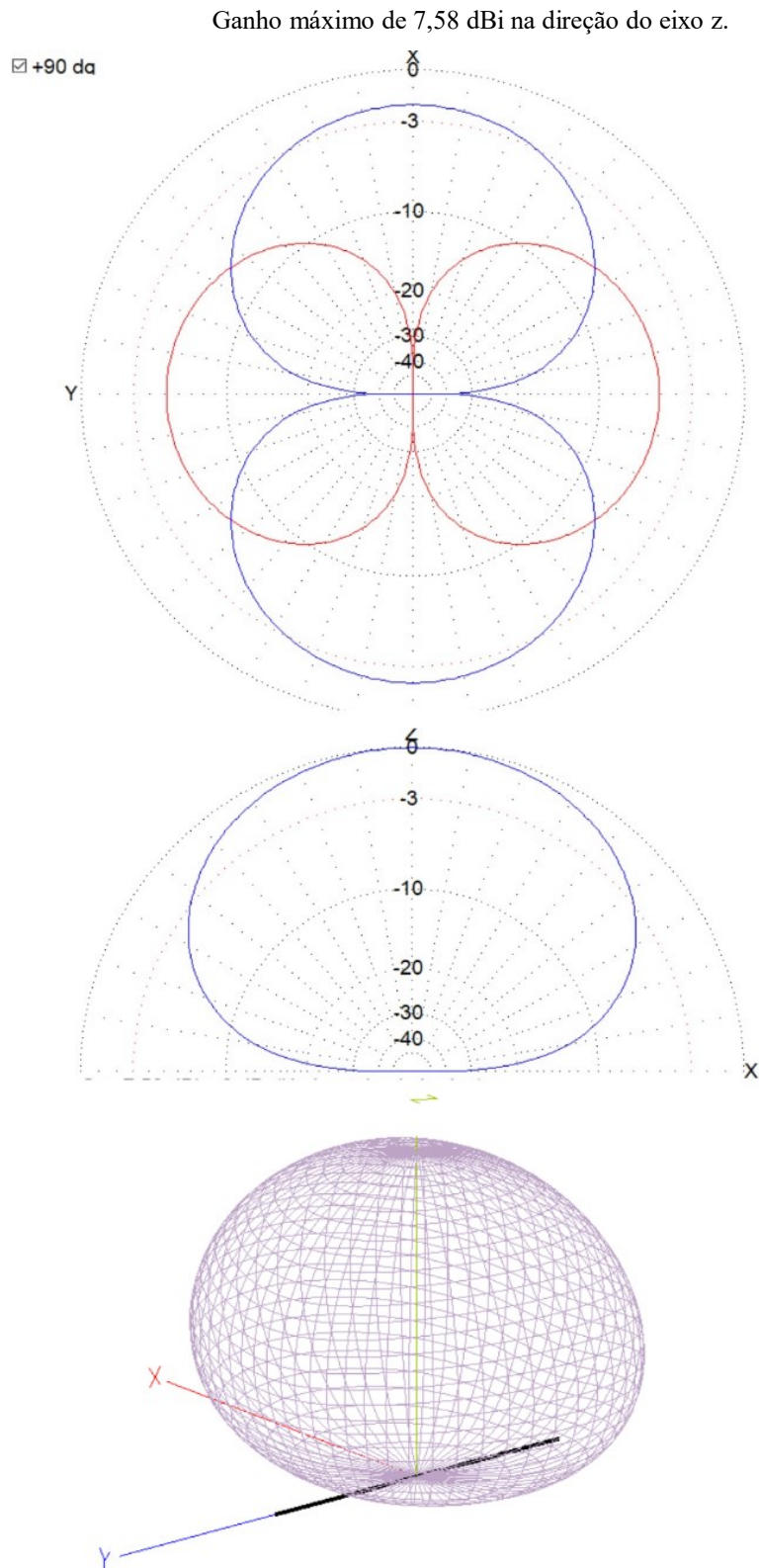
Fonte: Simulação do autor, 2023.

A tensão utilizada para excitar a antena na simulação é de $100 +j0$ V.

Percebe-se que a corrente é pequena no ponto central da antena. Além disso, quanto menor o comprimento físico da antena em relação a $\lambda/2$, mais a distribuição de corrente se aproxima de uma distribuição triangular (BALANIS, 2005).

Os diagramas de irradiação dos campos distantes estão na Figura 28. As linhas vermelhas indicam os campos elétricos com polarização horizontal, e as linhas azuis, os verticais. O primeiro diagrama é o diagrama horizontal ou azimutal e o segundo diagrama é o diagrama vertical ou de elevação. O terceiro é o diagrama tridimensional total. A antena é a linha preta mais grossa no centro dos diagramas.

Figura 28- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear com $A = 10,20$ m e $l = 20,40$ m, $f = 3,65$ MHz.



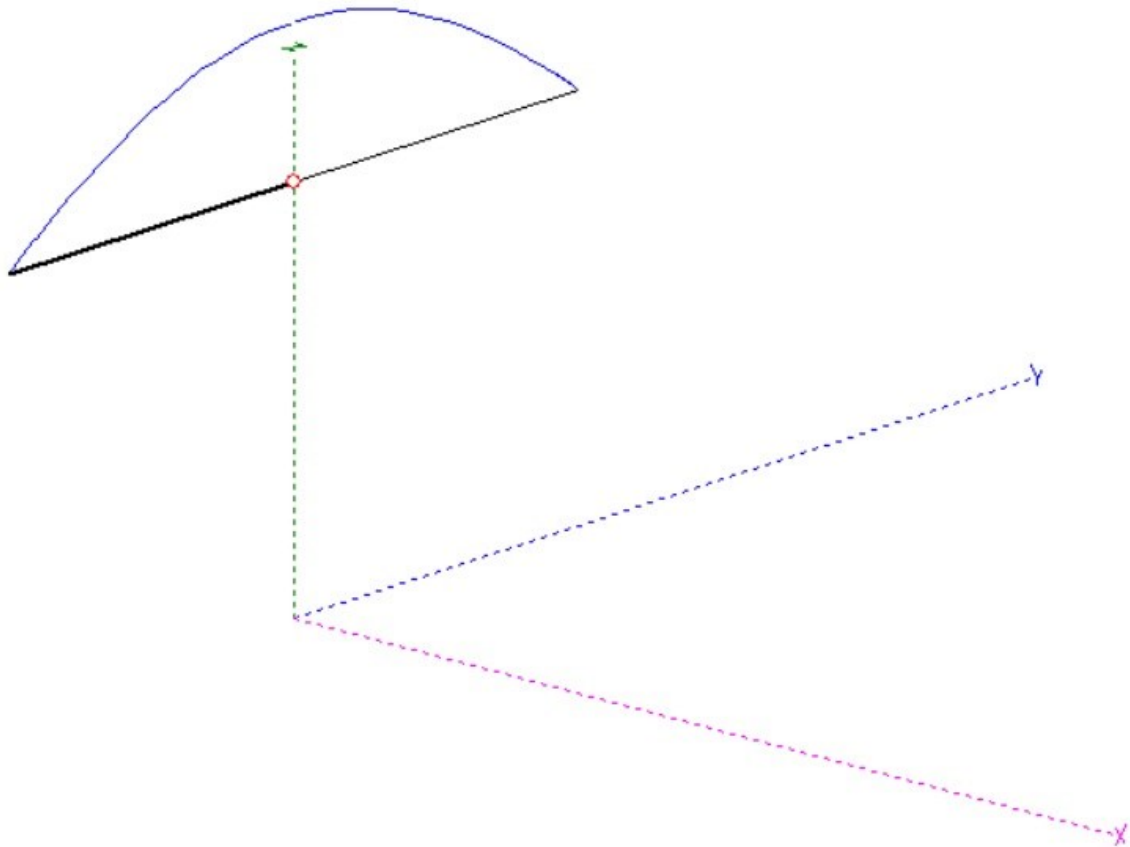
Fonte: Simulação do autor, 2023.

Como nesta frequência o dipolo é menor do que $\lambda/2$, seu ganho é muito baixo, e o diagrama de irradiação é quase omnidirecional.

As figuras seguintes apresentam a distribuição da corrente no dipolo e os diagramas de irradiação para as frequências centrais das bandas de 40, 20, 15 e 10 m conforme tabela 6.

Figura 29- Dipolo linear com $A = 10,20$ m e $l = 20,40$ m. Detalhes da corrente para $f = 7,15$ MHz.

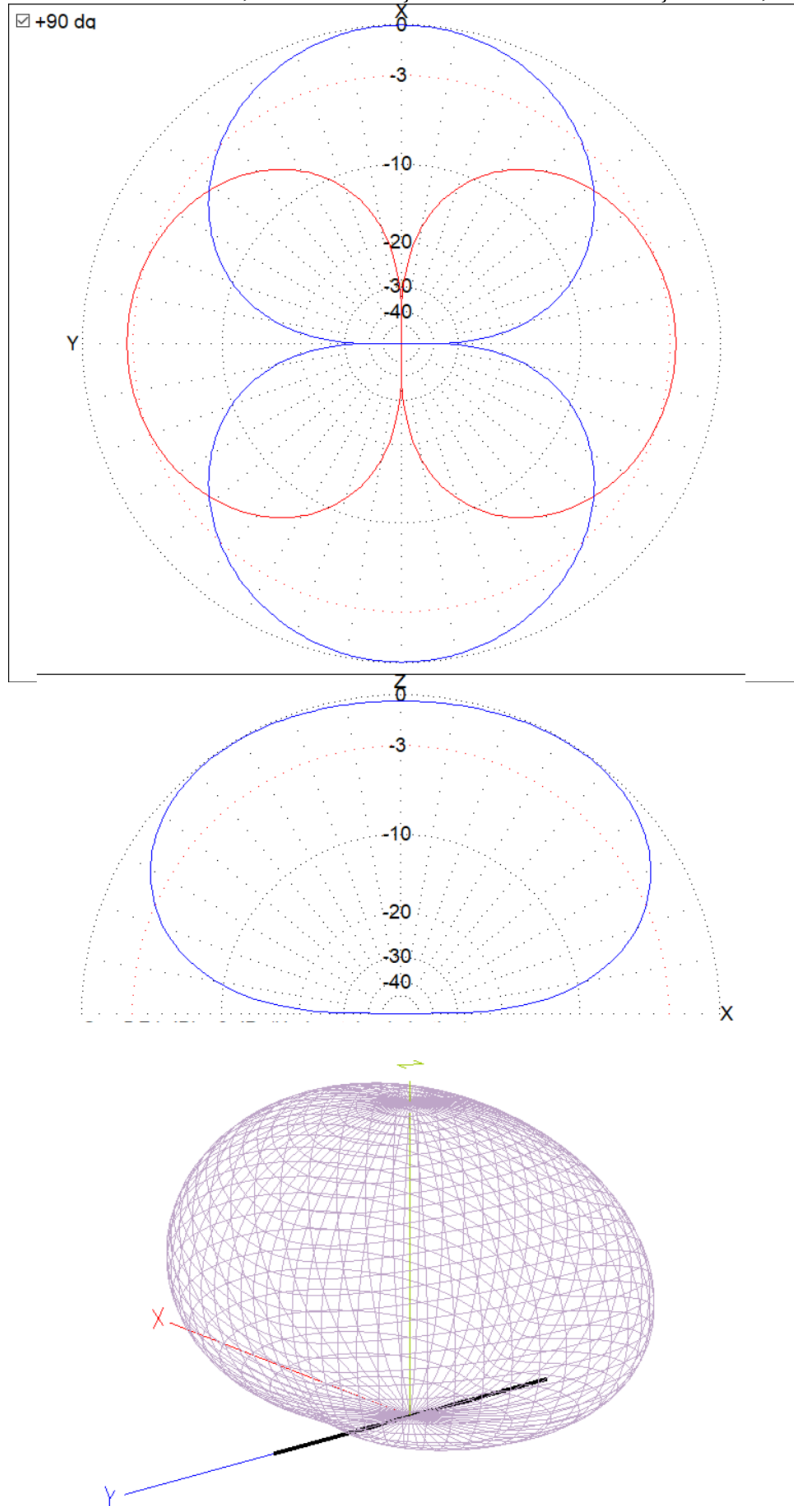
A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $936,40 -j356,95$ mA.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 30- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear, $f = 7,15$ MHz.

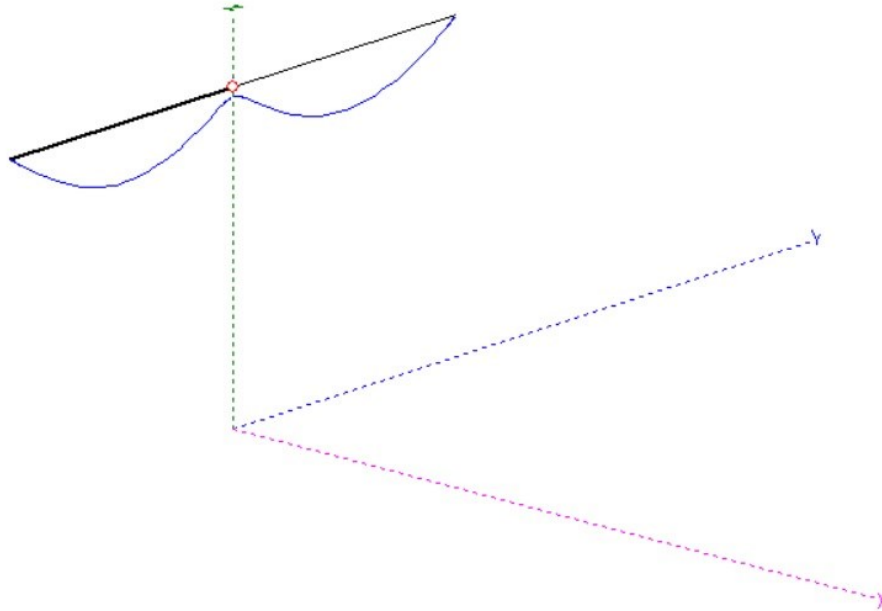
. Ganho máximo de 5,74 dBi na direção do eixo x com elevação de $57,3^\circ$.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 31- Dipolo linear com $A= 10,20$ m e $l=20,40$ m. Detalhes da corrente para $f= 14,15$ MHz.

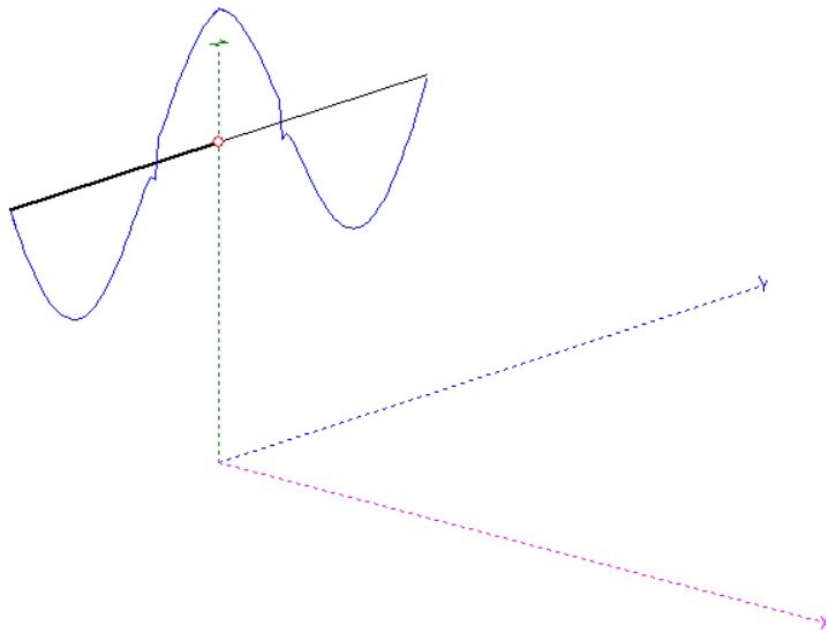
A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $18,15 + j4,91$ mA.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 32- Dipolo linear com $A = 10,20$ m e $l = 20,40$ m. Detalhes da corrente para $f = 21,15$ MHz.

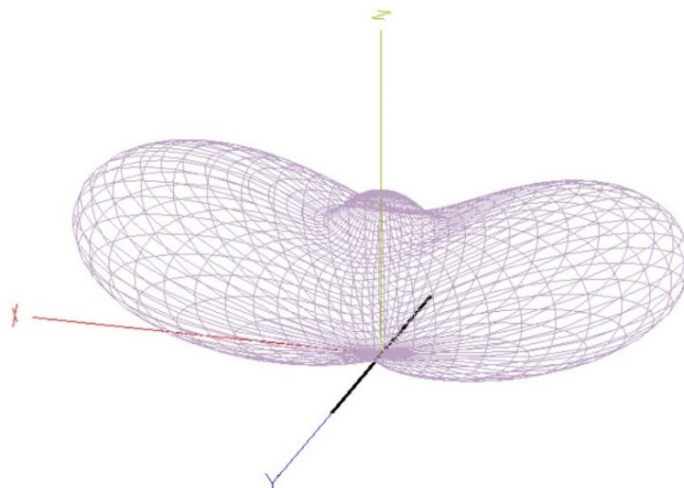
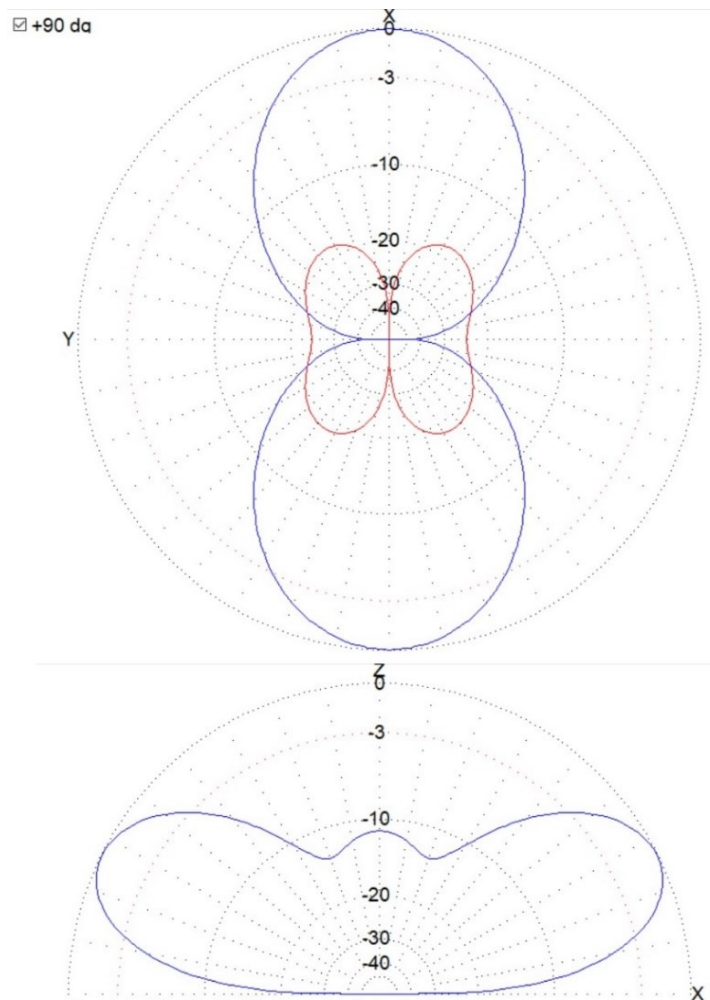
A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $502,35 + j534,85$ mA.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 33- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear,
 $f = 14,15$ MHz.

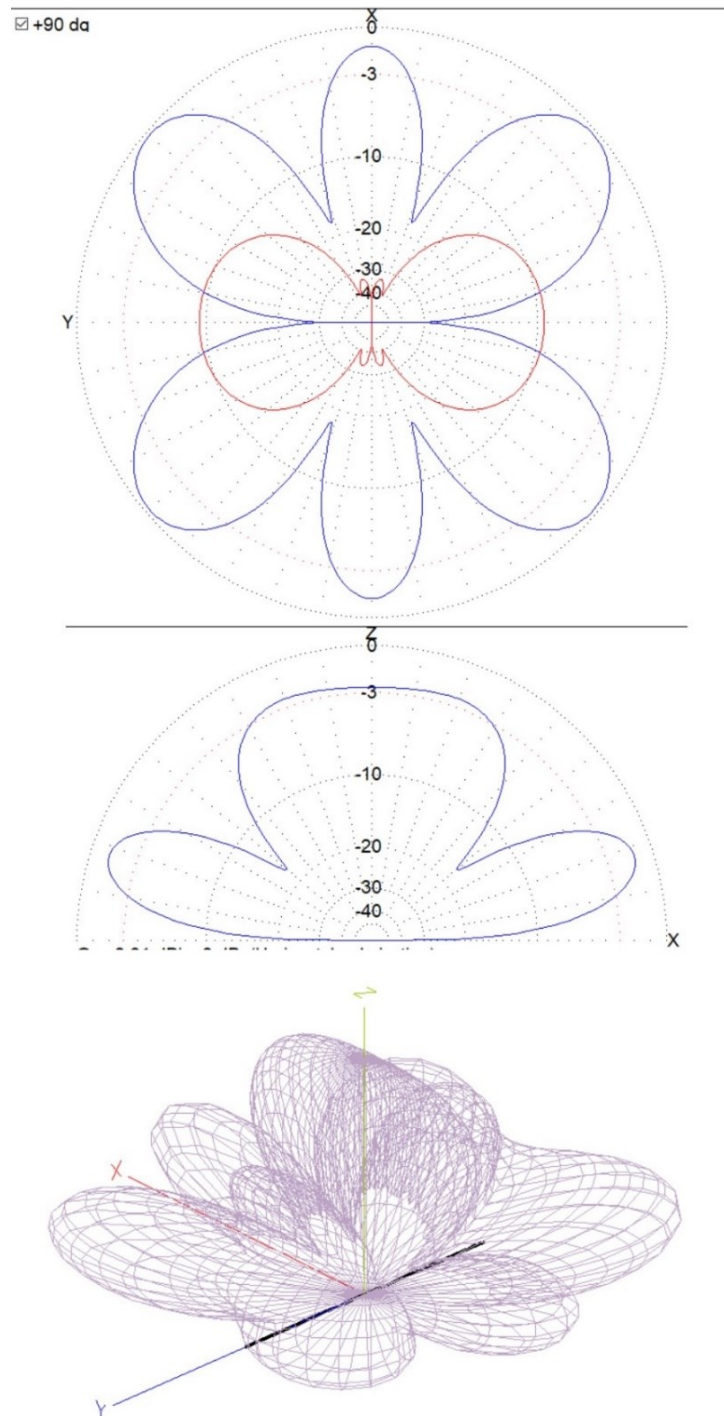
Ganho máximo de 9,5 dBi na direção do eixo x (azimute 0°) com elevação de 27° .



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 34- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear,
 $f = 21,15$ MHz.

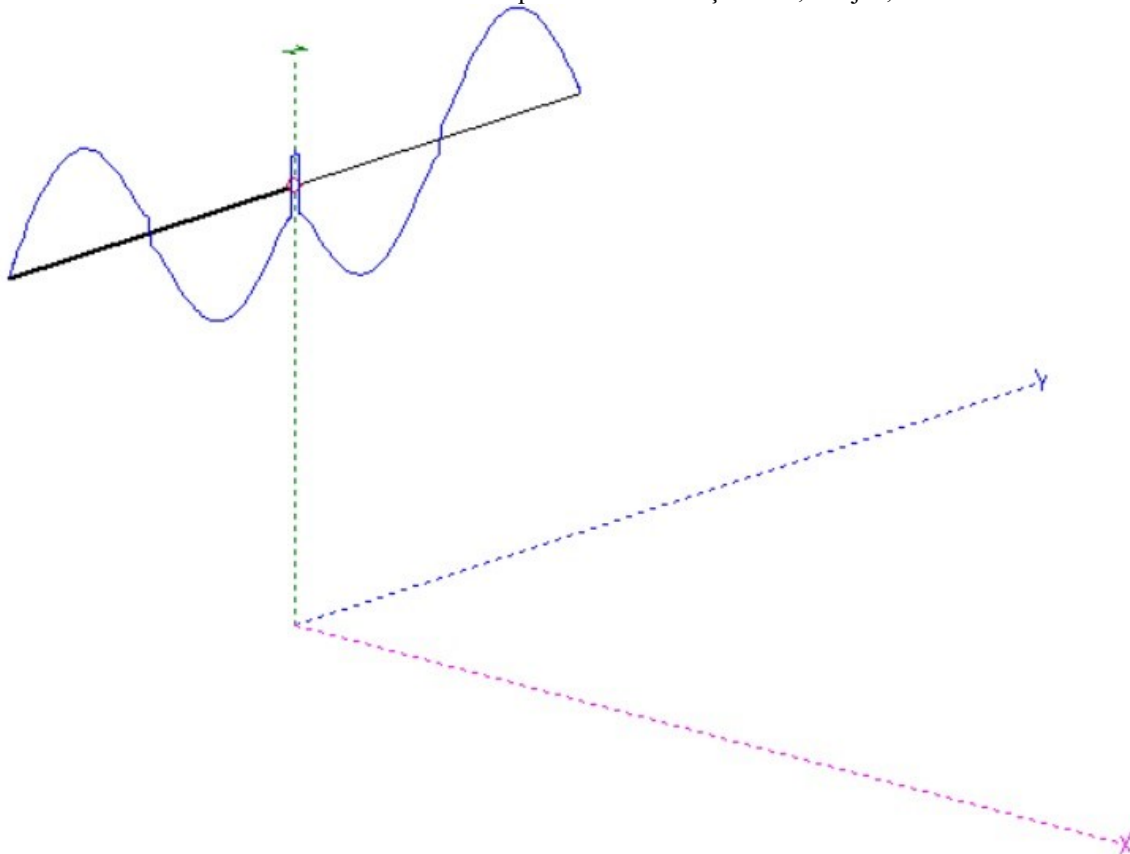
Ganho máximo de 8,01 dBi na direção de elevação 18° e azimutes 52° ; 129° ; -52° e -129° .



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 35- Dipolo linear com $A = 10,2$ m e $l = 20,4$ m. Detalhes da corrente para $f = 29,0$ MHz.

A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $30,59 + j20,05$ mA.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

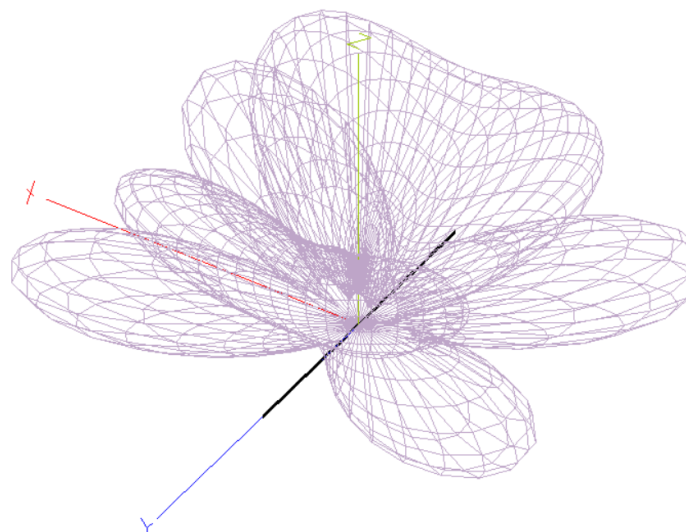
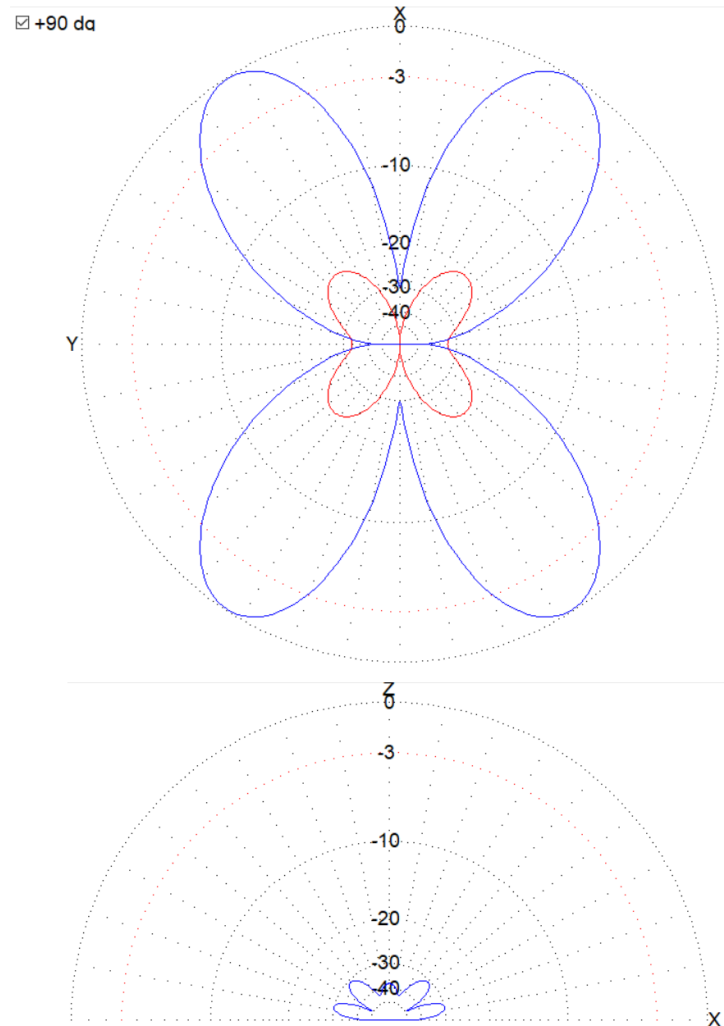
À medida que mais semiondas de corrente ocupam a antena, o que corresponde a dizer que a frequência aumenta, é visível que a distribuição da corrente em antenas lineares pode ser assumida senoidal, conforme visto na seção teórica.

No espaço livre, a cada incremento de $\lambda/4$ na antena dipolo alimentada pelo centro, surge um novo lóbulo no diagrama de irradiação (JONES, 1937). No caso dos exemplos acima, devido à reflexão do solo, esses lóbulos são mascarados ou se combinam de forma diferente, porém é notável que a cada aumento de $\lambda/2$ ou cada vez que a frequência dobra ocorre uma alteração significativa no diagrama de irradiação.

O ganho máximo da antena também aumenta à medida que f aumenta. Porém, esse aumento não é infinito. Além do que, o ângulo de azimute e de elevação para ganho máximo variam de banda para banda.

Figura 36- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo linear, $f = 29,0$ MHz.

Ganho máximo de 9,2 dBi na direção de elevação $13,2^\circ$ e azimutes 35° ; 146° ; -35° e -146° .



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Os resultados acima foram gerados para o centro de cada banda. Porém, dentro das faixas de radioamador especificadas na tabela 6, as variações da distribuição de corrente e dos diagramas de irradiação não será significativa.

A Figura 37 apresenta um gráfico contínuo da resistência e da reatância no centro do dipolo acima caracterizado em função de f . Também apresenta o ganho em relação à antena isotrópica.

Analisando e comparando com a Figura 13, nota-se que existe uma ressonância série em aproximadamente 7,15 MHz, em que o dipolo é de $\lambda/2$, e uma ressonância paralela nas proximidades de 14 MHz, com alta impedância. Há também outra ressonância série, de baixa impedância, nas proximidades de 21,60 MHz e, por fim, uma ressonância paralela próxima de 28 MHz. O limite do gráfico é 30 MHz, mas as ressonâncias continuam aparecendo aproximadamente a cada múltiplo inteiro da frequência fundamental. A impedância do ponto de alimentação alterna entre valores baixos resistivos e reativos para valores altos resistivos e reativos, exatamente como a Figura 13 prevê. Quanto menor a relação de d/λ , maiores os picos de resistência e reatância nas ressonâncias paralelas, e mais seletiva é a antena.

Por fim, a Tabela 7 apresenta alguns dados extras para esse dipolo nas frequências centrais das bandas de radioamadores.

Tabela 7- Resumo de parâmetros do dipolo de $l = 20,4$ m, altura de 11 m.

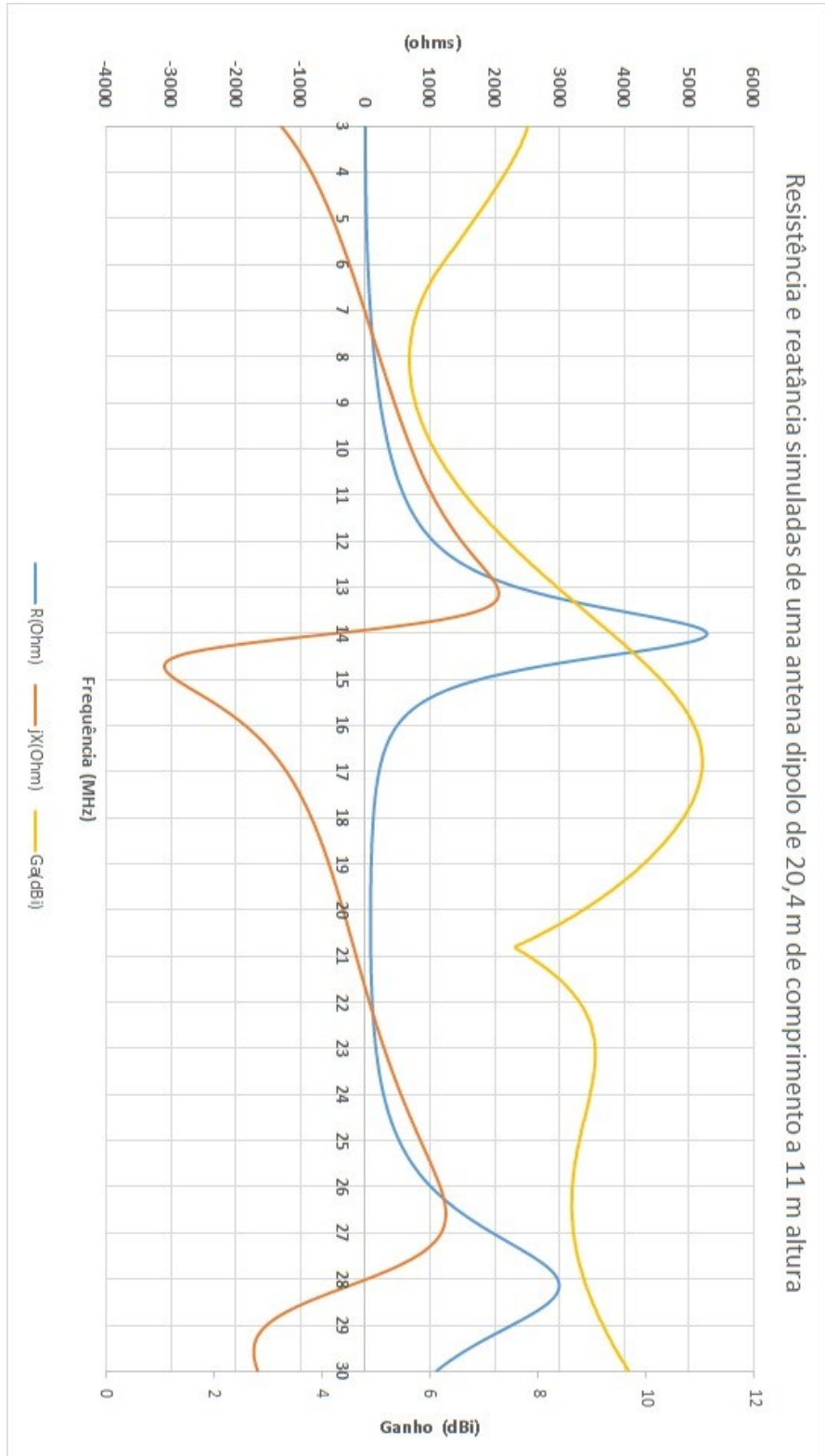
f (MHz)	l/λ	RA (Ω)	XA (Ω)	Rr (Ω)	RL (Ω)	Efrac (%)
3,65	0,248	6,874	-961,2	6,515	0,197	97,059
7,15	0,494	93,24	35,54	67,205	0,541	99,201
14,15	0,932	5133,48	1387,78	206,971	1,509	99,276
21,15	1,439	93,3	-99,34	89,228	2,756	97,004
29	1,965	2286	-1498	269,268	4,209	98,461

Fonte: Desenho do autor, 2023.

Onde RA e XA são a resistência e a reatância da antena no ponto de alimentação, respectivamente. Rr e RL são a resistência de radiação e de perdas em um ventre de corrente, respectivamente. Efrac(%) é a eficiência de irradiação. Conforme pode ser visto, a eficiência de irradiação cai para l/λ menor que 0,5.

Figura 37- Resistência e reatância no centro de um dipolo de $l = 20,40$ m e altura 11 m. Ganho do dipolo em dBi.

RA em azul, XA em laranja e Ga em amarelo.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Aqui é perceptível o motivo de desejar que o dipolo seja de $\lambda/2$ para a menor frequência utilizada. No protótipo, o dipolo é de aproximadamente $\lambda/4$ na banda de 80 m, e isso resulta em baixa resistência no ponto de alimentação, o que irá causar descasamento com a linha, e baixa eficiência. Esse ponto será novamente abordado.

3.6 O CONJUNTO LINHA DE TRANSMISSÃO E DIPOLO LINEAR

A antena Levy ou sistema multibanda Levy é um conjunto de elementos cujos principais componentes são a linha de transmissão e a parte irradiante do tipo dipolo. Com base nisso, é importante conhecer o comportamento do sistema quando a linha de transmissão é conectada ao centro do dipolo, ou seja, o comportamento do conjunto linha e dipolo.

Com base na Figura 6 e em (28), percebe-se que uma linha de transmissão pode funcionar como um transformador de impedâncias linear. Se uma carga Z_L for conectada em um dos extremos da linha, em um ponto à distância x de Z_L irá aparecer uma impedância que será diferente de Z_L , a menos que x seja múltiplo inteiro de $\lambda/2$. A forma como essa impedância é transformada depende exclusivamente dos parâmetros da linha, mais especificamente de Z_0 da linha e da distância x (SADIKU, 2000).

É necessário saber a impedância presente nos terminais de entrada da linha para poder determinar qual a melhor topologia de sintonia do acoplador, assim como, aproximar os valores de L e C necessários para a sintonia. Utilizando os valores de R_A e X_A da Tabela 7 para compor Z_L em (28), juntamente com os valores de Z_0 calculados para cada frequência e $x = 19$ m representando o comprimento da linha, é possível calcular e estimar os valores de Z_x na entrada da linha de transmissão do protótipo estudado.

Os resultados computados estão na Tabela 8. Esses valores foram computados considerando a linha com perdas. Uma aproximação mais fácil de computar pode ser obtida assumindo a linha sem perdas e (29). Porém, os resultados serão menos precisos.

Tabela 8- Valores calculados da Impedância na entrada da linha (Z_x) para a linha de 19 m de comprimento e antena dipolo com $l = 20,4$ m e 11 m de altura.

f (Hz)	ZL (ohms)		x (m)	Zx (ohms)	
	RL	jXL		Rx	jXx
3,650E+06	+ 6,87E+00	+ j 961,20E+00	+ 19,000E+00	+ 5,58E+00	+ j 325,35E+00
7,150E+06	+ 93,24E+00	- j 35,54E+00	+ 19,000E+00	+ 96,54E+00	- j 80,12E+00
1,415E+07	+ 5,13E+03	- j 1,39E+03	+ 19,000E+00	+ 306,86E+00	+ j 1,09E+03
2,115E+07	+ 93,30E+00	+ j 99,34E+00	+ 19,000E+00	+ 222,35E+00	- j 683,95E+00
2,900E+07	+ 2,29E+03	+ j 1,50E+03	+ 19,000E+00	+ 441,41E+00	+ j 976,28E+00

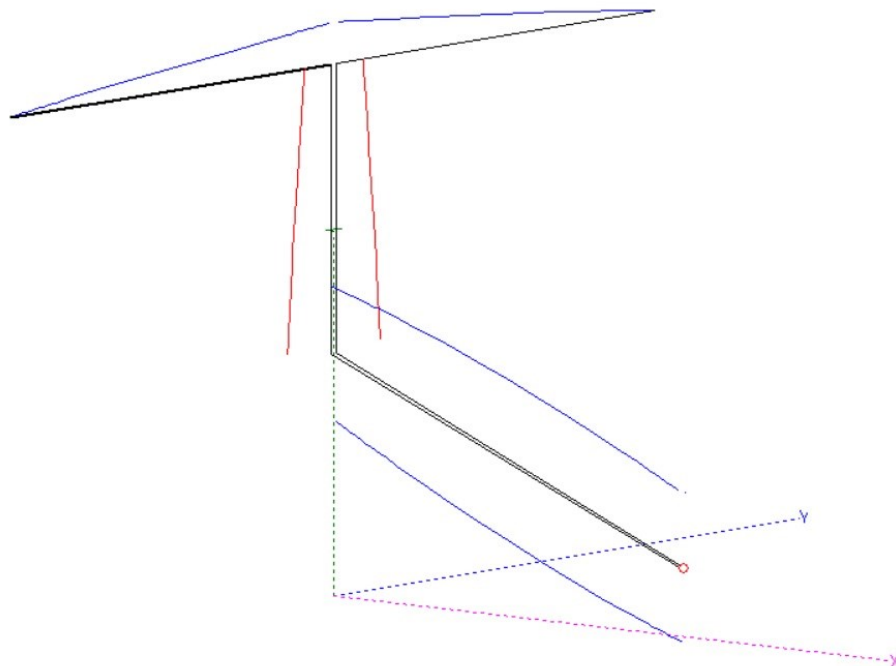
Fonte: Desenho do autor, 2023.

3.6.1 Simulação do conjunto linha de transmissão e dipolo para o Sistema Levy real.

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos simulando a linha de transmissão conectada ao dipolo linear do caso de estudo. A Figura 38 apresenta o modelo utilizado no programa MMana-Gal 3.0 (*basic*) assim como a distribuição das correntes para a frequência de 3,65 MHz. O modelo foi desenhado de forma a representar o melhor possível a disposição física do sistema real conforme as figuras 18 e 19.

Figura 38- Estudo de caso, A = 10,20 m e B = 19,00m. Detalhes das correntes para $f = 3,65$ MHz.

A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $8,71 - j411,59$ mA.

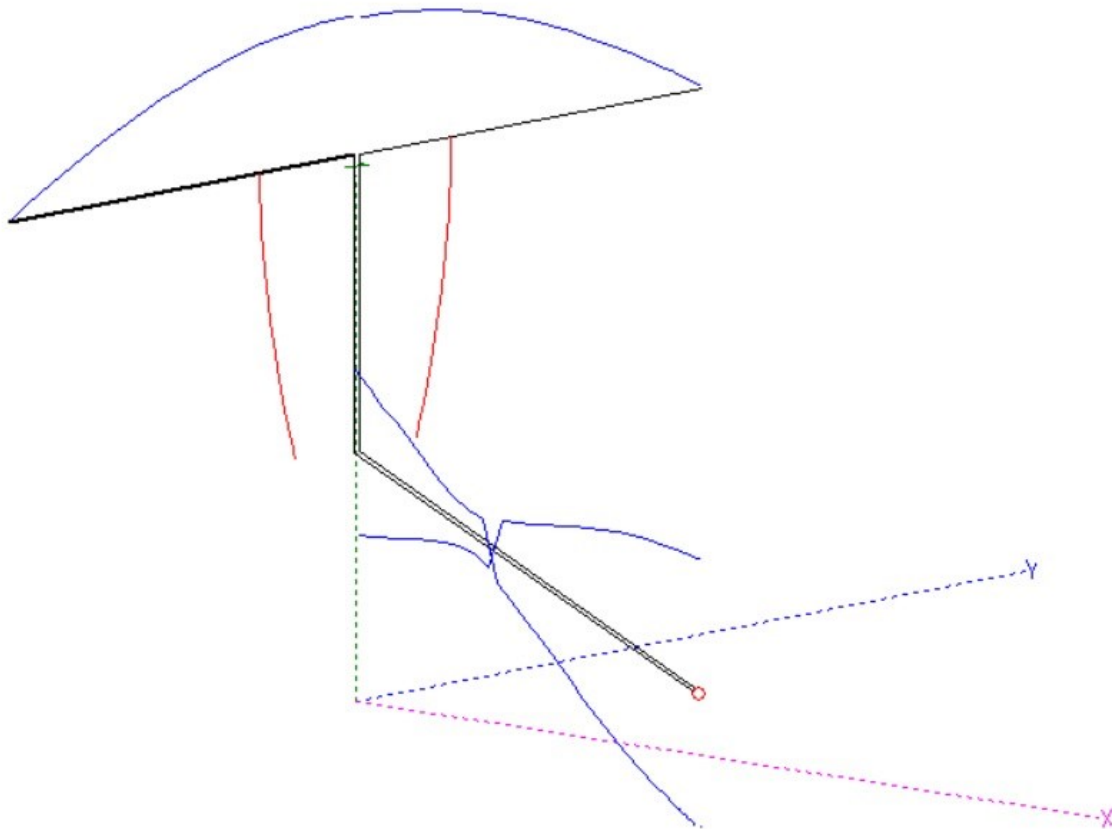


Fonte: Simulação do autor, 2023.

As distribuições das correntes para as frequências centrais de cada banda de operação estão nas figuras seguintes. Novamente a distribuição é praticamente senoidal e as correntes na linha de transmissão são simétricas. Mesmo quando um nodo de corrente está localizado no ponto central da antena, a corrente neste ponto não é nula (KRAUSS, 1983).

Figura 39- Estudo de caso, $A = 10,20$ m e $B = 19$ m. Detalhes das correntes para $f = 7,15$ MHz.

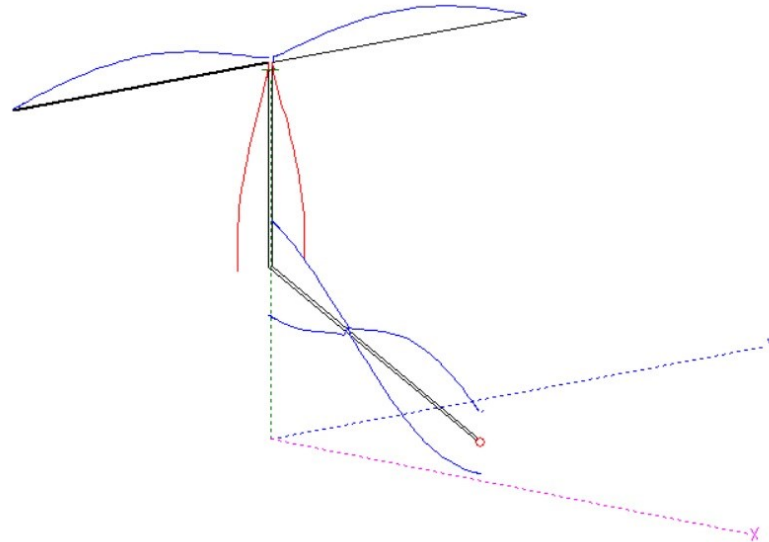
A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $275,47 + j450,34$ mA.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 40- Estudo de caso, $A = 10,20$ m e $B = 19$ m. Detalhes das correntes para $f = 14,15$ MHz.

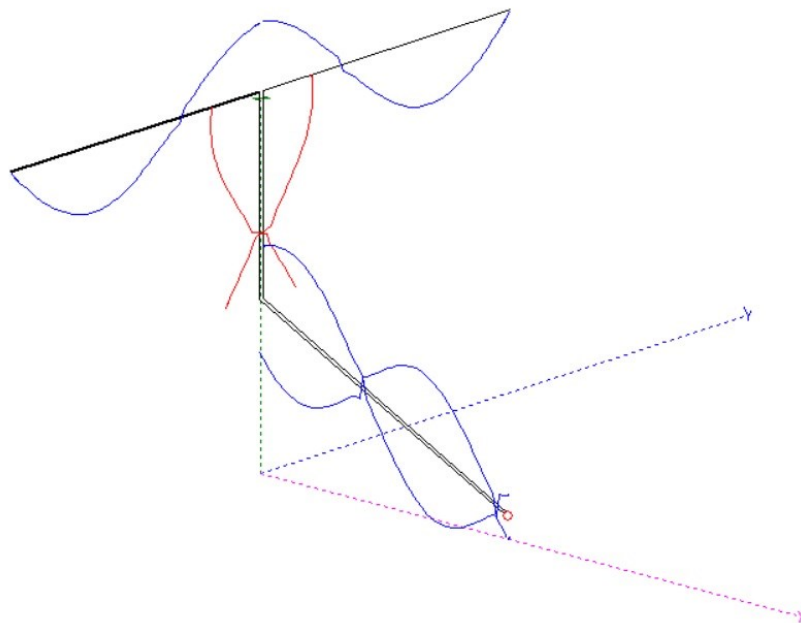
A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $32,27 - j138,10$ mA.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 41- Estudo de caso, $A=10,20$ m e $B = 19$ m. Detalhes das correntes para $f = 21,15$ MHz.

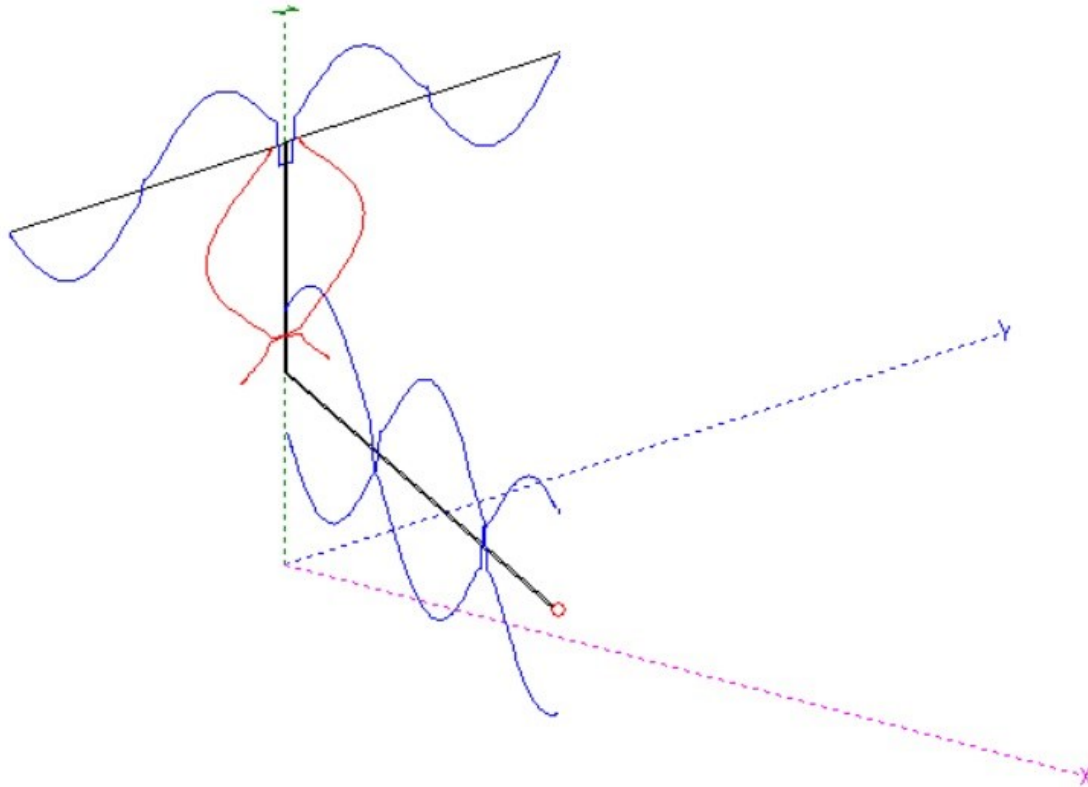
A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $29,38 + j51,89$ mA.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 42 - Estudo de caso, $A = 10,20$ m e $B = 19$ m. Detalhes das correntes para $f = 29$ MHz.

A corrente máxima resultante no ponto de alimentação é $115,39 - j247,20$ mA.



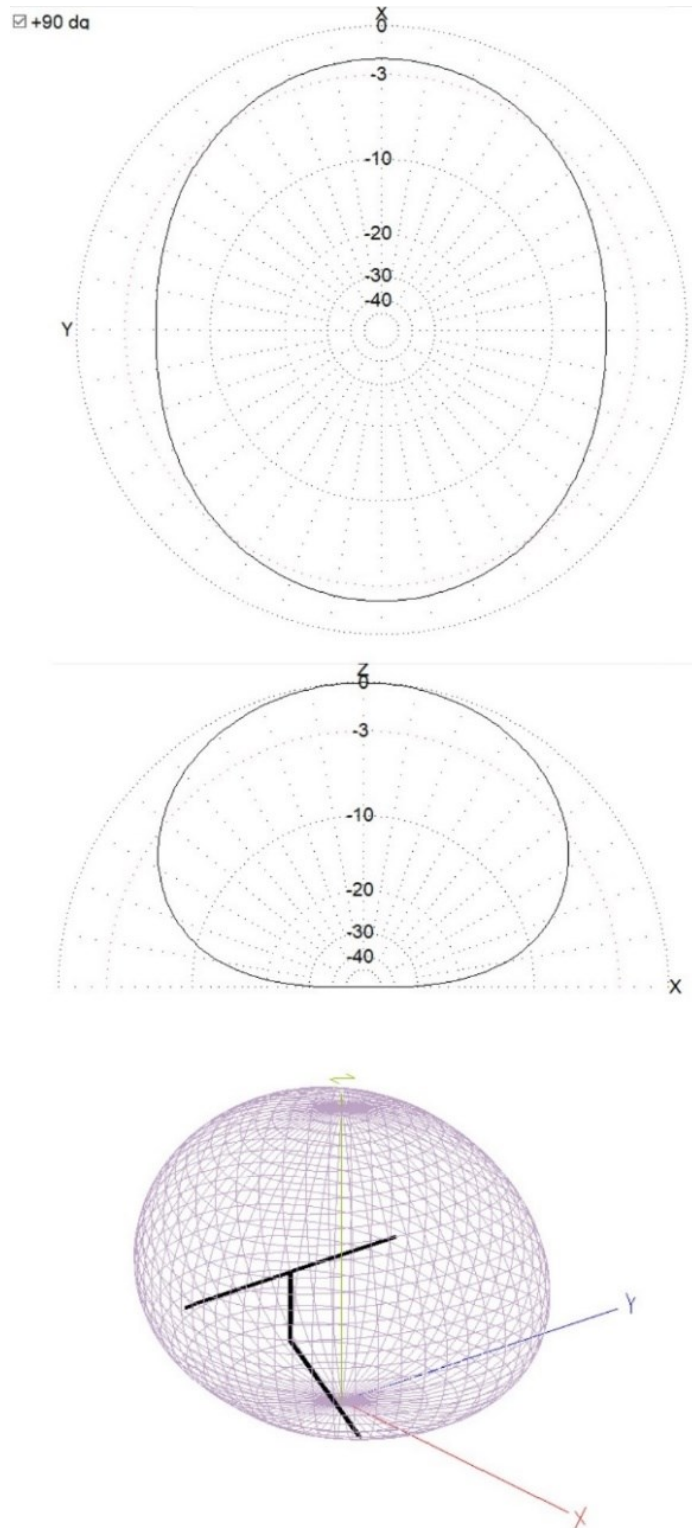
Fonte: Simulação do autor, 2023.

Em relação às correntes da seção 3.5.1, simuladas sem a linha de transmissão, é visível que a introdução da linha de transmissão no conjunto não altera de forma significativa a distribuição das correntes no dipolo. Na verdade, o conjunto linha e antena pode ser visto como originário de uma linha de transmissão bifilar paralela de comprimento total $A+B$ no qual os condutores de uma porção de comprimento A foram separados para formar o dipolo linear de comprimento $l = 2A$ (SCHURE, 1956; CALABRÓ, 1971).

A seguir estão os diagramas de irradiação do conjunto linha e dipolo. Neste caso, os diagramas azimutal e de elevação representam os campos totais.

Figura 43 - Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f = 3,65$ MHz.

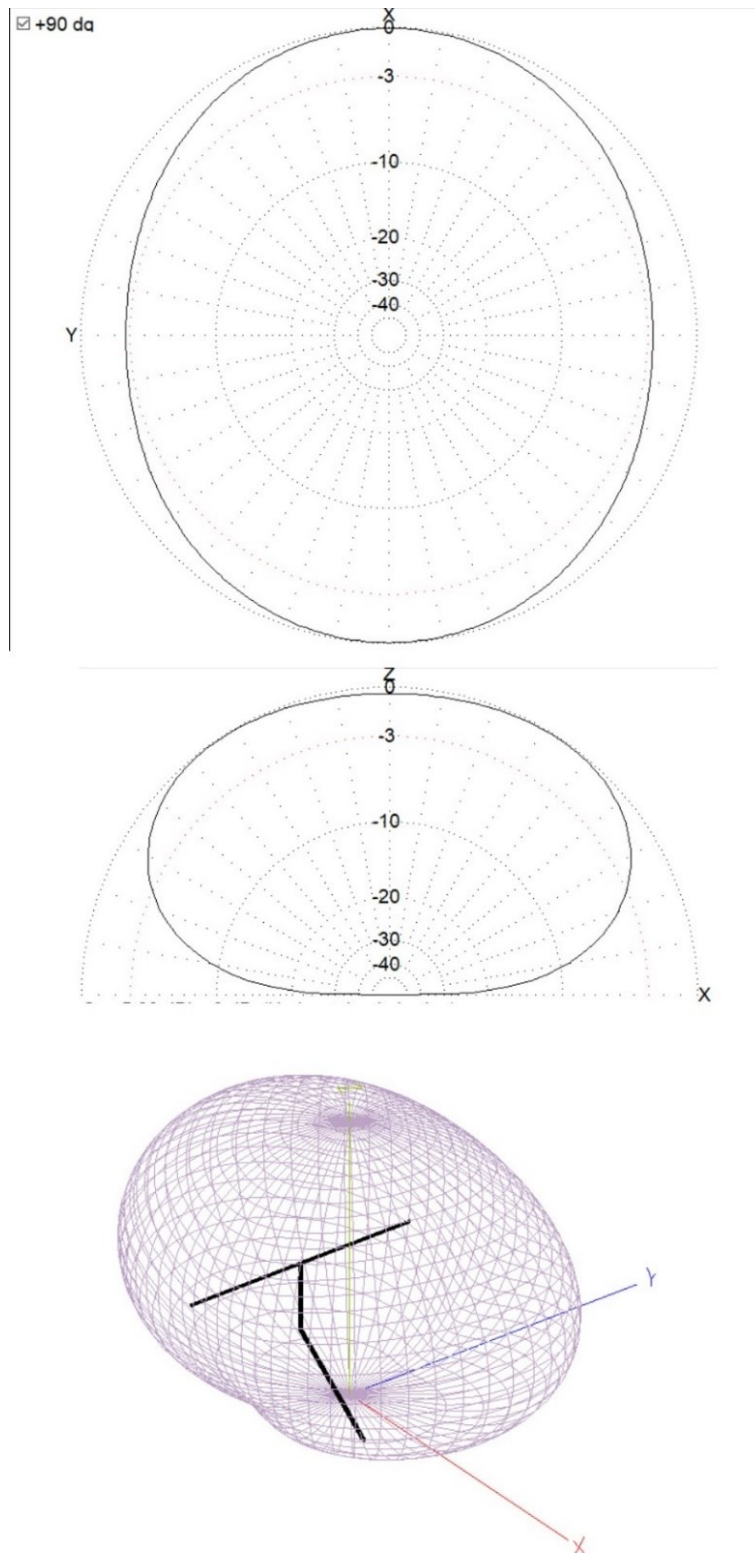
. Ganho máximo de 3,73 dBi na direção do eixo x; elevação 89,70°.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

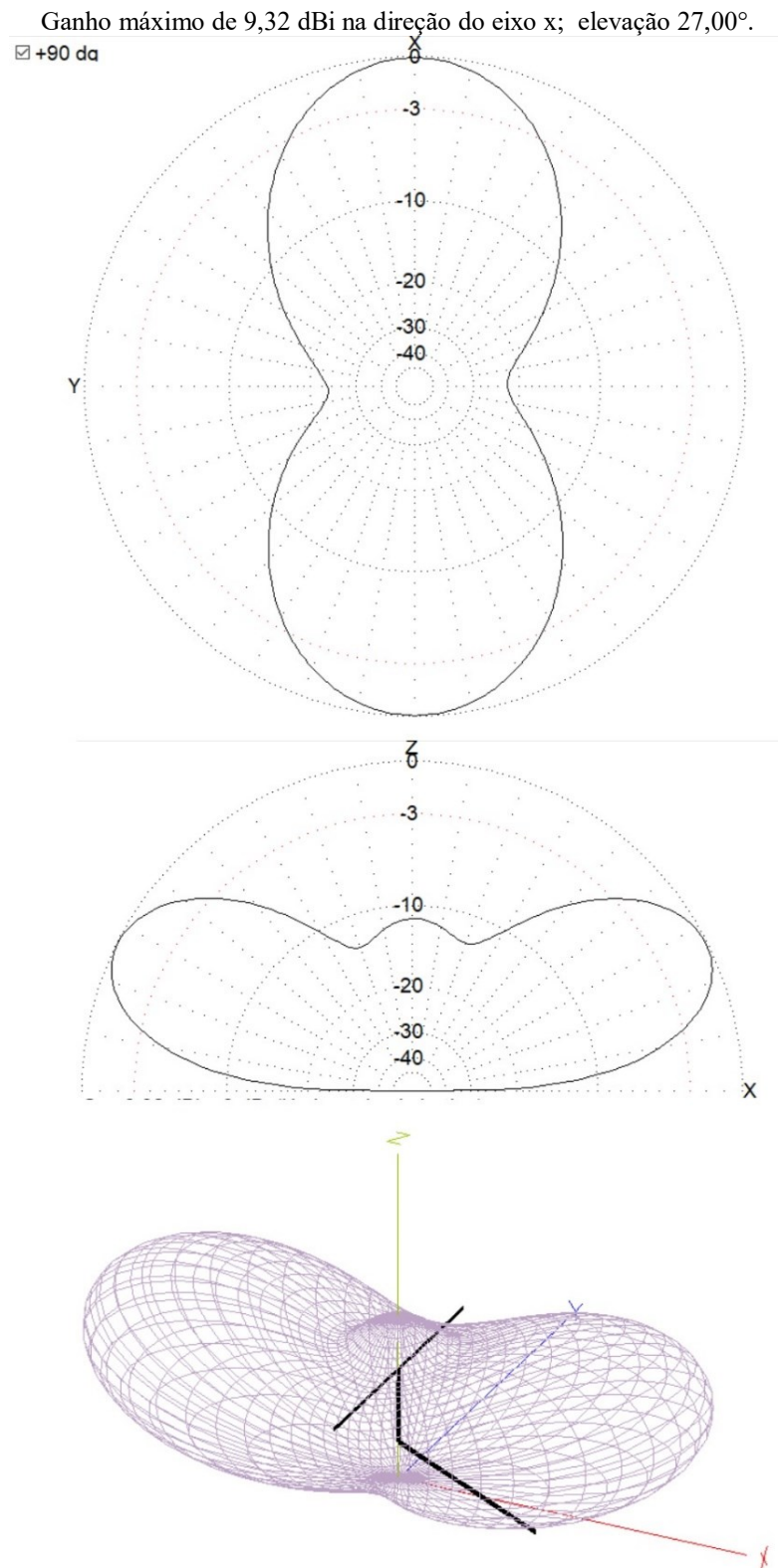
Figura 44- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f = 7,15$ MHz.

Ganho máximo de 5,69 dBi na direção do eixo x; elevação 57,00°.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 45- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f = 14,15$ MHz.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 46- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f = 21,15$ MHz.

Ganho máximo de 7,91 dBi na direção de elevação 18° e azimutes 50° ; 129° ; -50° e -129° .

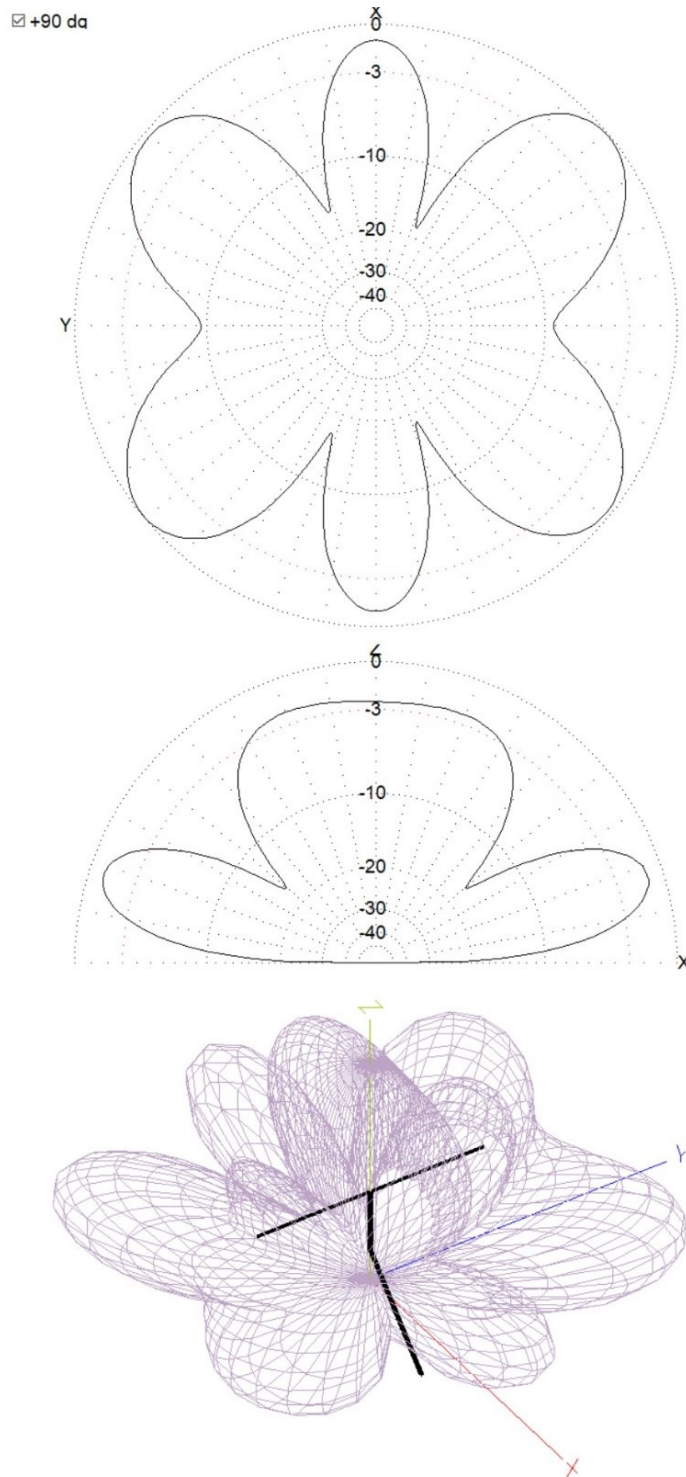
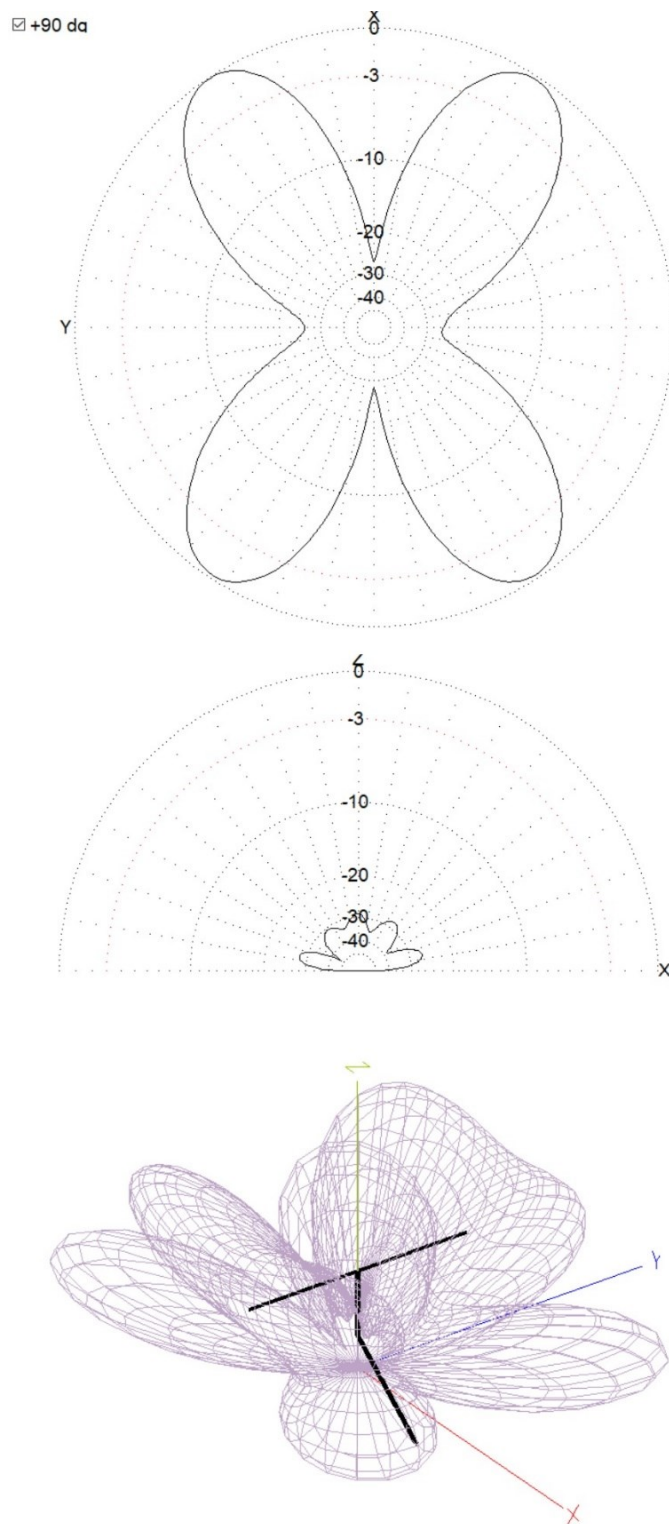


Figura 47- Diagrama de irradiação de campos distantes dipolo e linha de transmissão, $f = 29$ MHz.

Ganho máximo de 8,31 dBi na direção de elevação $14,15^\circ$ e azimutes 35° ; 146° ; -35° e -146° .



Fonte: Simulação do autor, 2023.

A comparação entre esses diagramas de irradiação e os diagramas resultantes somente para a antena dipolo não demonstram alteração significativa, pois a linha de transmissão terá uma irradiação mínima desde que seu espaçamento d seja pequeno em comparação com λ (BRAULT; PIAT, 1998).

O gráfico da Figura 48 representa a variação da resistência e da reatância na entrada da linha de transmissão para o conjunto linha e dipolo.

Na Tabela 9 estão os valores de impedância na entrada da linha de transmissão do caso de estudo para as frequências centrais de cada banda. Esses valores foram retirados dos dados que geraram o gráfico da Figura 48.

Tabela 9- Valores simulados da impedância de entrada da linha de transmissão do caso em estudo.

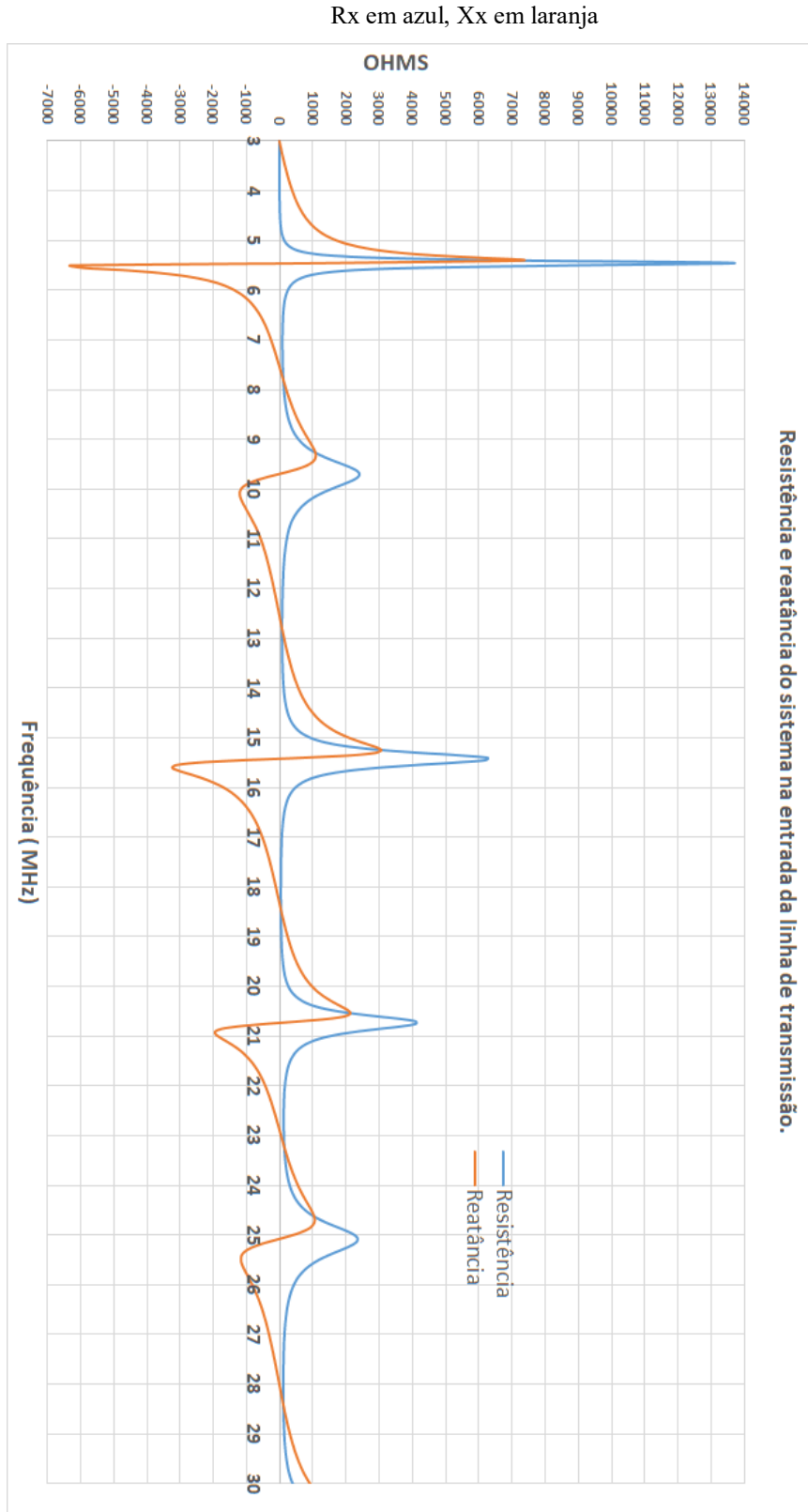
f (MHz)	Zin=Zx	
	Rin (Ω)	jXin (Ω)
3,65	+ 5,14E+00	+ j 242,85E+00
7,15	+ 98,85E+00	- j 161,59E+00
14,15	+ 160,43E+00	+ j 686,64E+00
21,15	+ 826,28E+00	- j 1,46E+03
29	+ 155,04E+00	+ j 332,16E+00

Fonte: Desenho do autor, 2023.

Comparando esses valores com os da Tabela 8, é possível notar uma diferença na magnitude dos valores, porém o tipo da reatância se mantém. Na seção seguinte, serão comparados os valores simulados da impedância de entrada do conjunto linha dipolo com os valores realmente medidos.

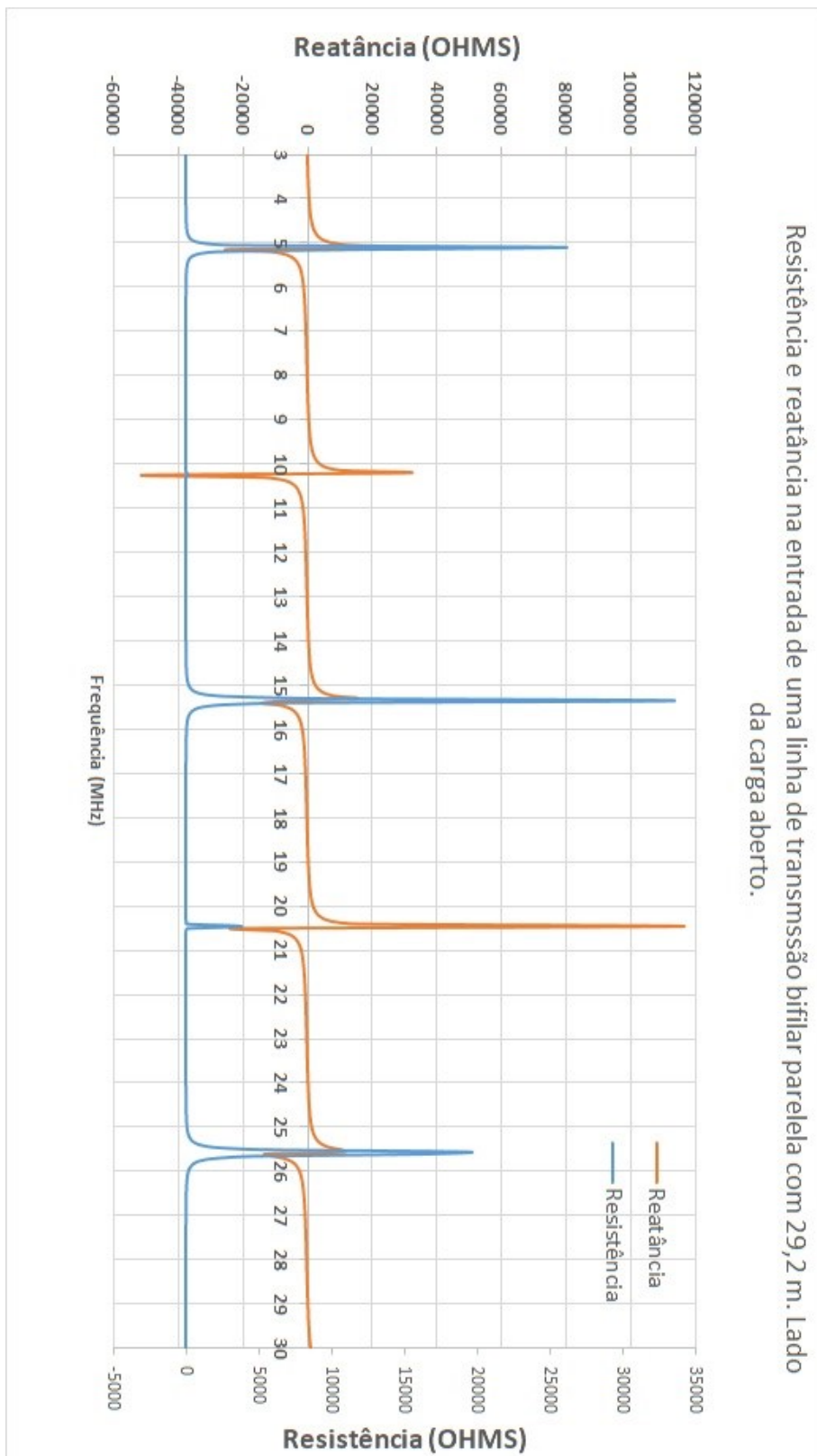
Na Figura 49 está a impedância de entrada de uma linha de transmissão bifilar paralela com comprimento igual a A+B. É simplesmente a linha bifilar a uma altura de 11 m e terminada em um circuito aberto. Conforme mencionado anteriormente, o gráfico se assemelha ao do conjunto linha dipolo, com a diferença de que os valores de reatância são muito mais elevados e a resistência fora dos pontos de ressonância paralela é muito baixa. Isso equivale a dizer que a linha sozinha é um circuito ressonante de alto fator de qualidade. As posições dos pontos de ressonância são praticamente iguais aos da Figura 48.

Figura 48-- Resistência e reatância na entrada da linha de transmissão do sistema Levy estudado. Valores obtidos via MMana-Gal.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Figura 49- Variação da impedância de entrada de uma linha de transmissão bifilar com 29,20 m de comprimento a uma altura de 11 m do solo real.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

3.6.2 Medidas do sistema utilizando um VNA

Vector Network Analyzer (VNA) ou analisador de redes vetorial é um instrumento eletrônico que permite medir parâmetros de dispositivos ou sistemas que trabalham com radiofrequências. Existem vários fabricantes destes equipamentos e vários níveis de qualidade e precisão que suas medidas podem fornecer, assim com vários níveis de preços.

Uma versão com preço acessível e que fornece resultados precisos para amadores e experimentadores é conhecida como *NanoVNA*. Ele permite analisar vários parâmetros de uma antena em tempo real ou salvar os resultados de uma varredura em forma de arquivo .csv. A Figura 50 apresenta esse aparelho. Seu valor médio em 2023 é de R\$ 250,00.

A grosso modo, o aparelho gera sinais conhecidos para excitar o dispositivo sob teste e mede os sinais refletidos, tensões e correntes. Comparando os dois sinais, ele gera diversos parâmetros como Z , R , X , SWR etc. O parâmetro de interesse para este estudo é a impedância de entrada do sistema Levy.

Figura 50- *NanoVNA* utilizado para as medidas de impedância do protótipo.

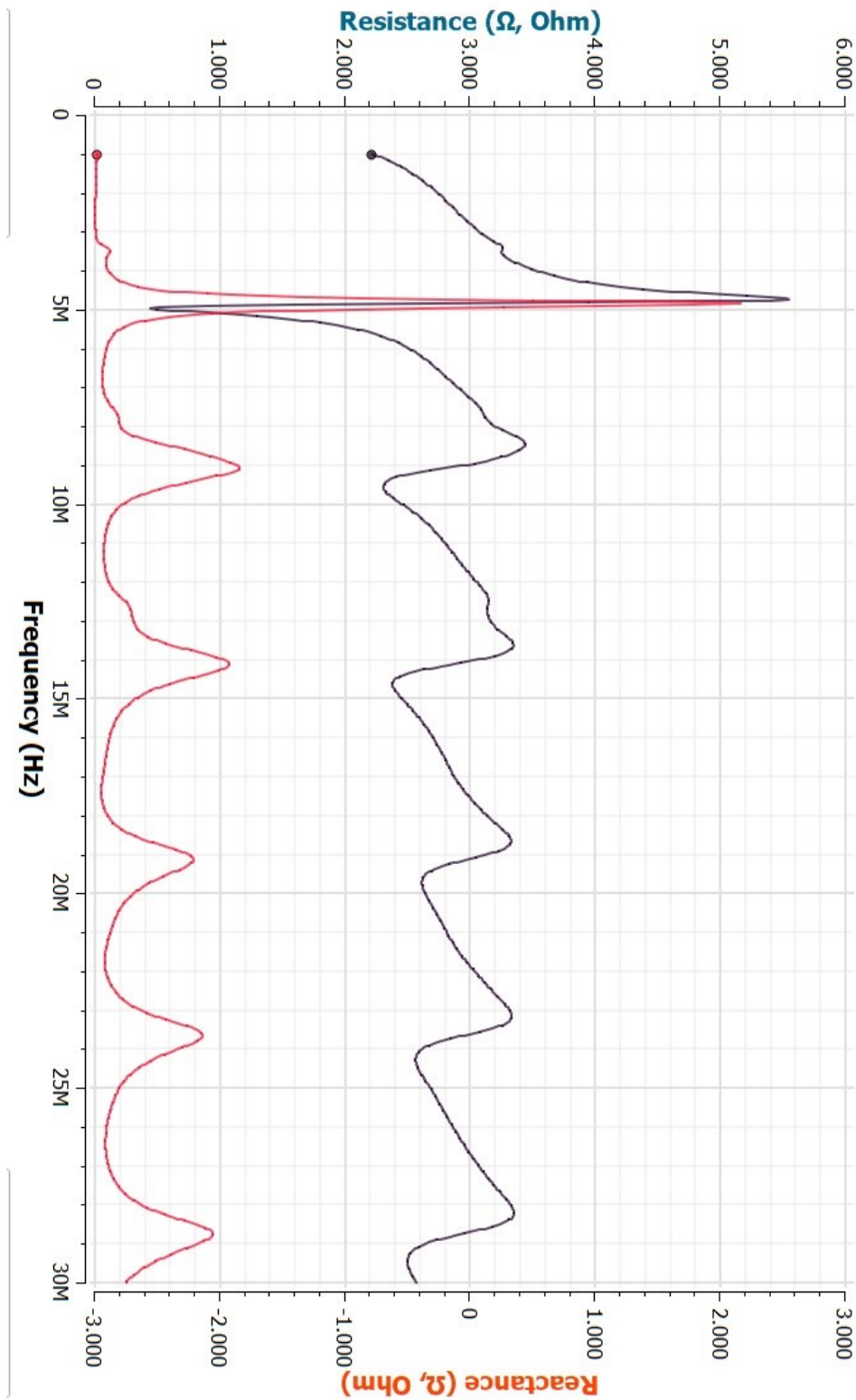


Fonte: *NanoVNA*, 2023.

O gráfico da Figura 51 apresenta as componentes resistivas e reativas da impedância de entrada para frequências entre 3 MHz e 30 MHz.

Figura 51- Resistência e reatância na entrada da linha de transmissão do sistema Levy estudado. Valores medidos com *NanoVNA*.

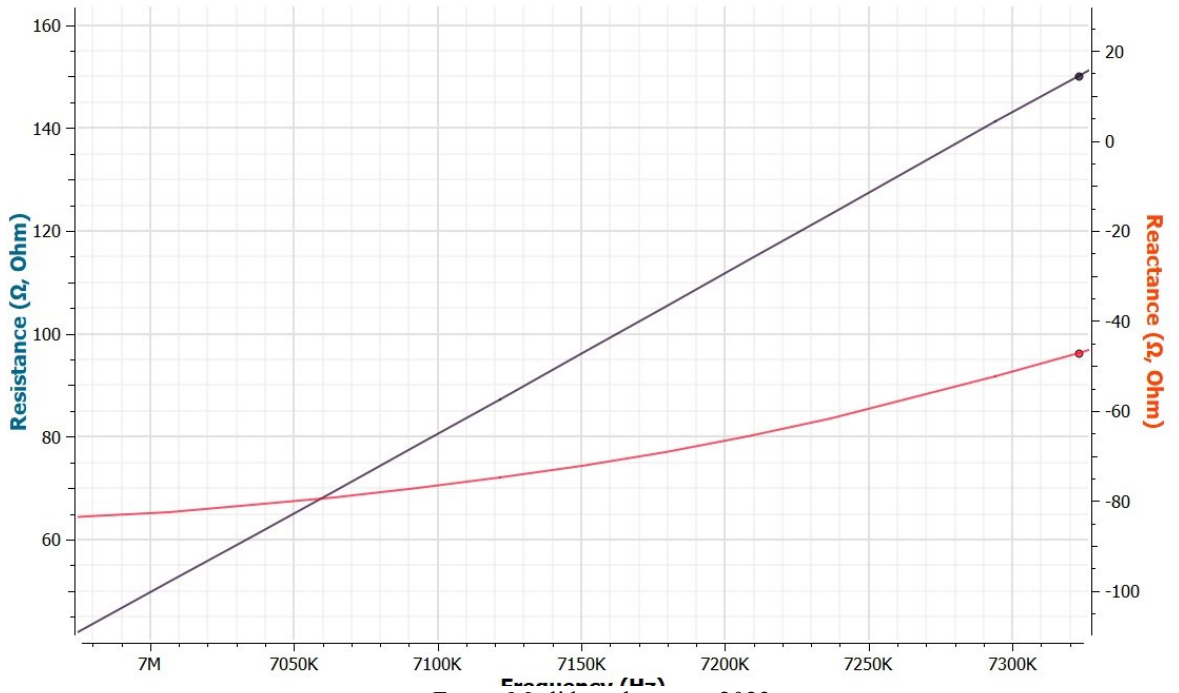
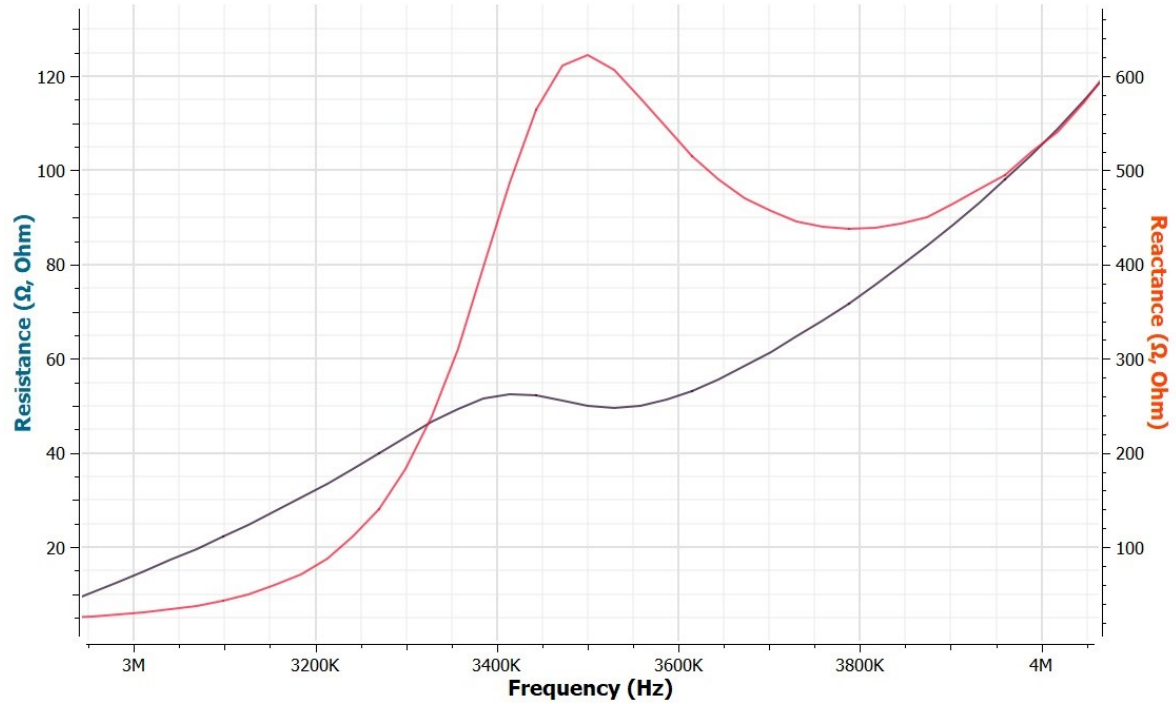
R em vermelho, X em preto.



Fonte: Medido pelo autor, 2023.

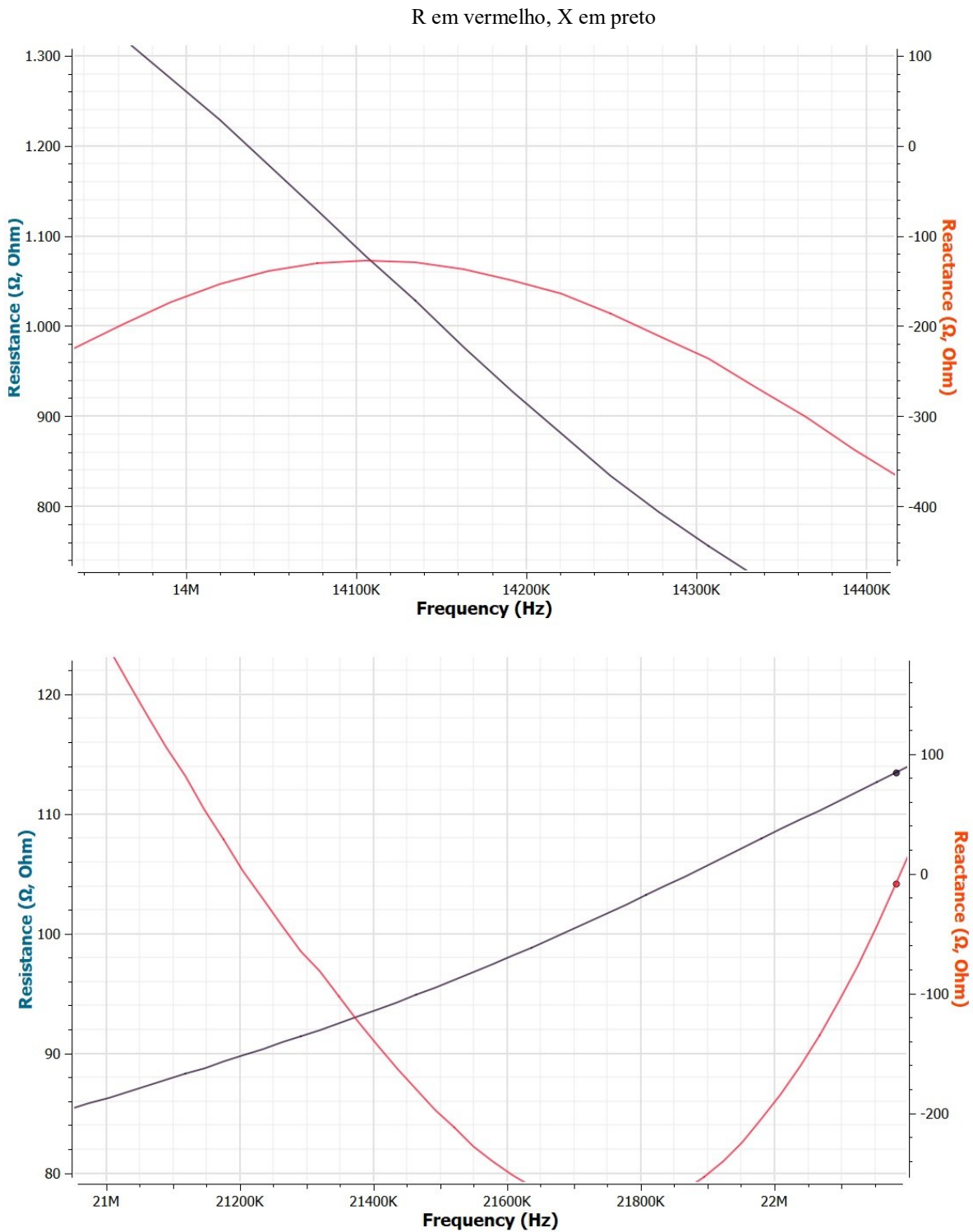
Figura 52- Escala expandida da impedância de entrada para as bandas de 80 m e 40 m.

R em vermelho, X em preto



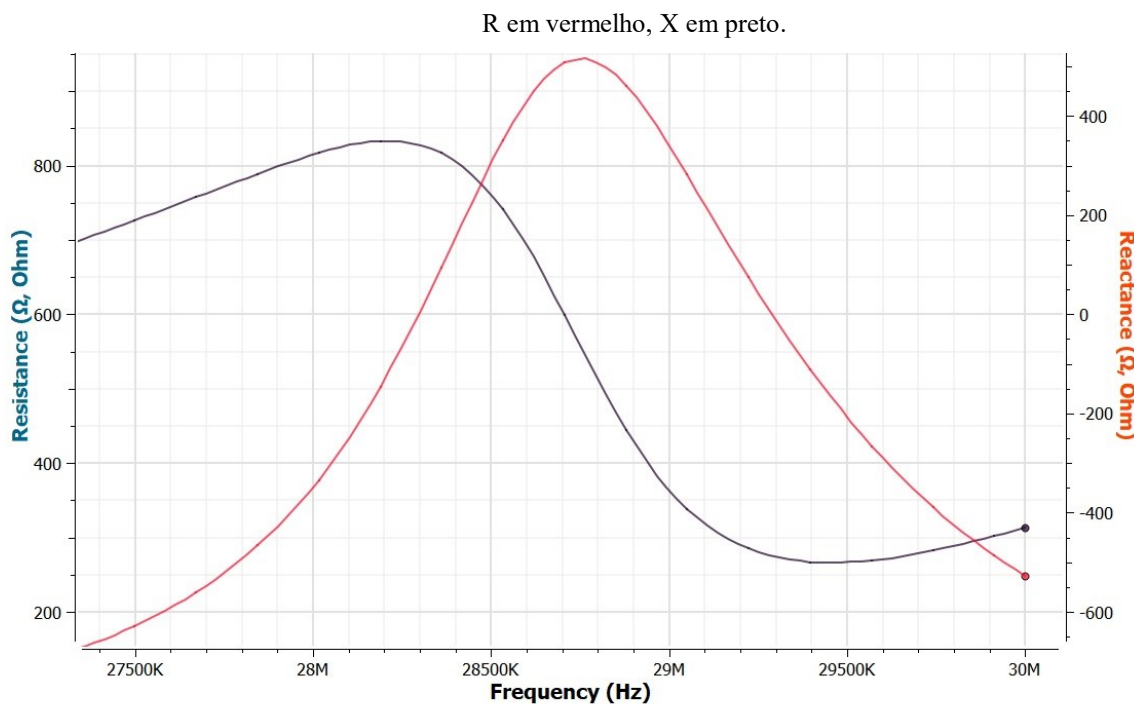
Fonte: Medido pelo autor, 2023.

Figura 53- Escala expandida da impedância de entrada para as bandas de 20 m e 15 m.



Fonte: Medido pelo autor, 2023.

Figura 54- Escala expandida da impedância de entrada para a banda de 10 m.



Fonte: Medido pelo autor, 2023.

Tabela 10- Valores medidos da impedância de entrada da linha de transmissão do sistema Levy para o centro de cada banda.

f (MHz)	Z _{in} =Z _x	
	R _{in} (Ω)	jX _{in} (Ω)
3,65	97,287	280,821
7,15	74,385	-47,359
14,15	1067,124	-199,764
21,15	110,124	-161,857
29	826,929	-354,432

Fonte: Desenho do autor, 2023.

Janelas com escala ampliada para as cinco bandas de amador estão nas Figura 52 a 54. Com base nessas janelas e na Tabela 10, é possível notar uma diferença nos valores reais medidos para os valores calculados. Isso pode ser explicado por alguma diferença no comprimento físico real do dipolo e da linha de transmissão em relação aos valores usados nas simulações ou cálculos. Pequenas mudanças nas medidas A e B da Figura 2 terão o efeito de

deslocar as curvas de impedâncias apresentadas para a direita se as dimensões diminuïrem, ou para a esquerda se as dimensões aumentarem.

Conforme previsto, os valores máximos de reatância e resistência medidos são menores do que os previstos nas simulações, porém a posição dos máximos e mínimos é mantida. Os limites da resistência estão compreendidos entre 60 ohms e 1000 ohms, e os de reatância entre $\pm j1000$ ohms.

3.7 NECESSIDADE DO EMPREGO DE LINHA PARALELA

Conforme visto, há liberdade na escolha das dimensões A e B do sistema, ou seja, no comprimento da parte irradiante $l = 2A$, e no comprimento da linha de transmissão B. Quanto ao dipolo em si, a única recomendação é que possua $l = \lambda/2$ para a menor frequência de operação, e mesmo assim, se o dipolo for menor do que essa recomendação, por exemplo $l = \lambda/4$, o sistema ainda irá irradiar.

O fator mandatório para que o dipolo linear possa ser alimentado com energia de RF nas diferentes bandas desejadas é reduzir ao máximo as perdas na linha de transmissão. Assim a energia ou potência de RF entregue na entrada da linha pelo transmissor chegará até o centro do dipolo (RADIO, 1936).

As perdas na linha de transmissão são as perdas ôhmicas nos condutores e no dielétrico e as perdas por irradiação indesejada. As duas primeiras podem ser reduzidas a valores práticos utilizando o tipo de linha correto com condutores adequados e material dielétrico de qualidade (ARRL, 1969). A perda por irradiação, mantido o equilíbrio nas correntes da linha, pode ser mantida pequena e será ignorada. As perdas nos condutores e dielétrico são dadas pela atenuação da linha.

Os fabricantes de linhas de transmissão costumam apresentar a atenuação em dB/100 m. Esses valores encontrados nas especificações dos cabos correspondem a atenuação para uma linha sem ondas estacionárias, ou seja, perfeitamente casada com a carga. A presença de ondas estacionárias na linha aumenta as perdas no condutor e no dielétrico (BALANIS, 2006). Se a SWR for maior que 1, o ábaco da Figura 9 determina a atenuação ou perda total da linha.

Para um cabo coaxial do tipo RG58U, tipicamente utilizado por radioamadores, a perda em 28 MHz, com $SWR = 1$, é cerca de 7,21 dB/100m. Outro cabo coaxial de melhor

qualidade é o RG213/U que possui uma atenuação de $3,02 \text{ dB}/100\text{m}$ em 28 MHz. Como a atenuação aumenta com a frequência, faz sentido utilizar os valores de atenuação para o extremo superior de operação do sistema estudado. Ambos os cabos possuem impedância característica nominal de 50 ohms.

Já para a linha de transmissão paralela utilizada no sistema real estudado, a atenuação total em 28 MHz é de $0,327 \text{ dB}/100 \text{ m}$, conforme calculado, e a impedância característica nominal é de 600 ohms.

A reflexão que ocorre no ponto de conexão da linha com a antena faz com que uma parte da potência total que chega neste ponto seja absorvida pela antena enquanto outra parte é refletida de volta através da linha. O módulo do coeficiente de reflexão Γ pode ser calculado com base na SWR e é dado por (73).

$$|\Gamma| = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \quad (73)$$

A potência refletida P_{ref} será dada em relação a potência incidente P_{inc} por:

$$P_{ref} = |\Gamma|^2 P_{inc} \quad (W) \quad (74)$$

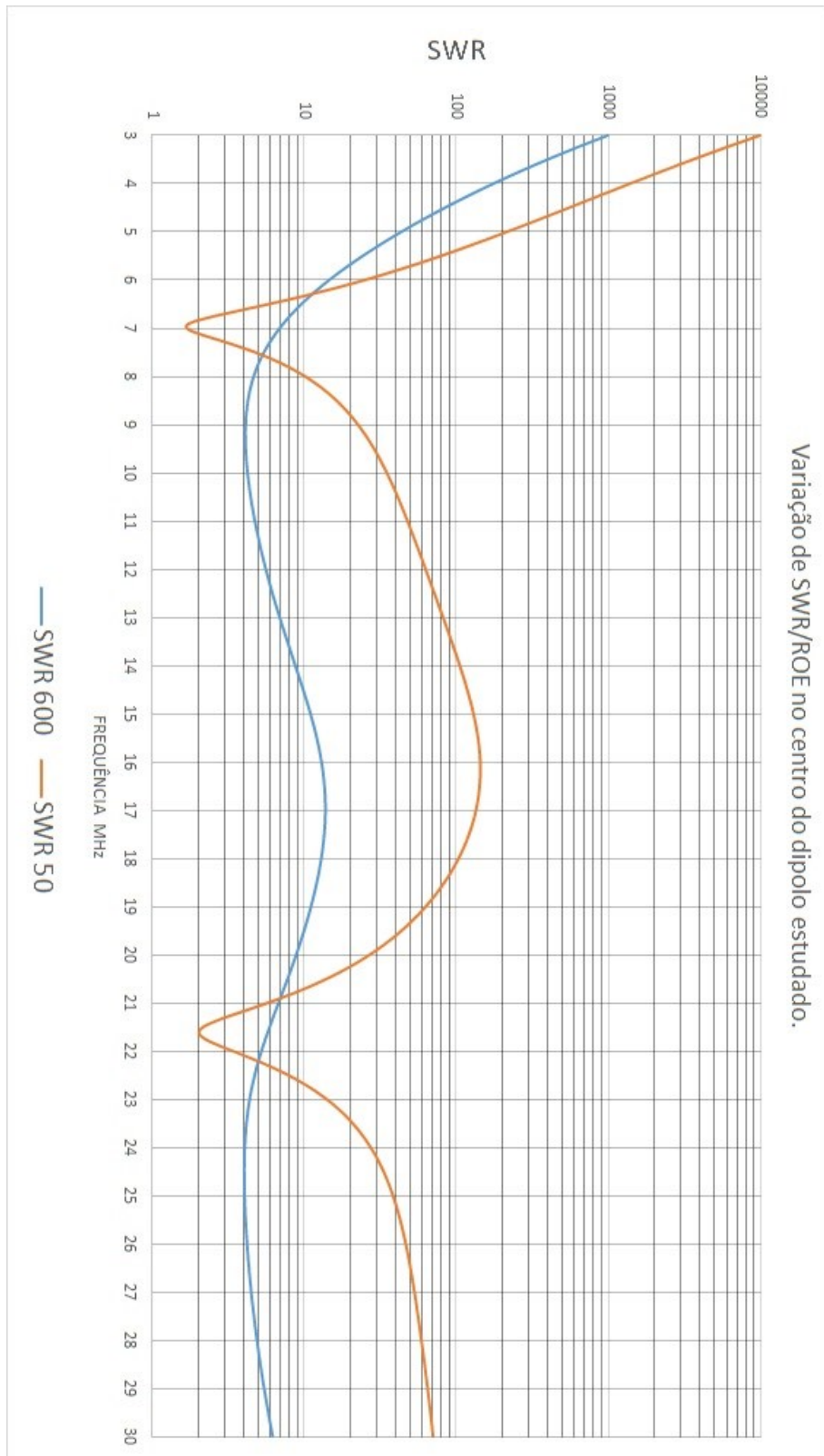
Por exemplo, para uma $SWR = 3$, tem-se que 25% da potência será refletida e 75% será enviada ao dipolo.

Conforme a Figura 37, a impedância no centro do dipolo varia com a frequência. Assim, a SWR de uma linha de transmissão de impedância Z_0 ligada ao dipolo irá variar também. A Figura 55 apresenta a variação da SWR no ponto de alimentação do dipolo para Z_0 de 50 ohms e 600 ohms.

Percebe-se que tanto a variação quanto o módulo da SWR para uma linha com $Z_0 = 50 \Omega$ é muito maior do que para $Z_0 = 600 \Omega$.

Utilizando o programa *Transmission Line Details-v2.0.1*, um software gratuito que pode ser encontrado em <https://ac6la.com/tldetails1.html>, foram geradas duas tabelas computando os valores de SWR, atenuação total e potência entregue à carga (dipolo) para duas linhas de transmissão com 19 metros de comprimento, sendo uma feita de cabo RG213/U e outra com as características da linha de transmissão paralela bifilar do sistema estudado.

Figura 55- Variação de SWR no centro do dipolo estudado para linhas com Z_0 de 50 ohms e 600 ohms.



Fonte: Simulação do autor, 2023.

Os valores de resistência e reatância da Tabela 7 foram usados para computar as perdas devidas à atenuação e à percentagem de potência refletida. A potência de entrada na linha foi considerada igual a 100 W. Os valores foram computados para o centro das bandas de 80, 40, 20, 15 e 10 metros.

Os resultados estão na Tabela 11.

Tabela 11- Comparação de *SWR* e atenuação para linha coaxial e para linha aberta.

f (MHz)	RG213/U	Linha aberta		Atenuação total (dB)		Pot. Inc. antena (W)		Pot. Refletida (%)		Pot. Absorv. Ant. (W)	
	SWR Zo=50	SWR Zo=600	Zo =50	Zo=600	Zo =50	Zo=600	Zo =50	Zo=600	Zo =50	Zo=600	
3,65	239,31	148,13	9,070	0,806	12,37	83,05	98,34	97,34	0,21	2,21	
7,15	7,63	6,55	1,170	0,106	76,35	97,59	59,04	54,01	31,27	44,88	
14,15	62,28	8,82	6,640	0,200	21,68	95,5	93,78	63,40	1,35	34,95	
21,15	68,12	6,20	7,481	0,181	17,86	95,91	94,30	52,15	1,02	45,90	
29	17,60	5,14	3,880	1,173	40,86	96,1	79,65	45,43	8,32	52,44	

Fonte: Desenho do autor, 2023.

Considerando a potência média entregue ao dipolo, o desempenho da linha aberta é superior com uma potência média entregue de 36,08 W, contra 8,43 W do cabo coaxial.

É por esse motivo que o sistema multibanda Levy necessita de uma linha de transmissão aberta com dielétrico de ar. Sendo um sistema que opera naturalmente com *SWR* diferente de 1, a utilização de cabo coaxial, por melhor que seja, não é aceitável (RADIO, 1936). A atenuação total e a percentagem de potência refletida são muito maiores para o cabo coaxial, pois a *SWR* média também é maior.

Isso não significa que cabo coaxial não deva ser utilizado para alimentar outros sistemas irradiantes. O cabo coaxial possui vantagens em muitas outras aplicações, inclusive é utilizado para conectar o transmissor à caixa de sintonia do Sistema Levy, mas nessa aplicação será garantido uma *SWR* próxima de 1. Esses detalhes serão vistos na seção seguinte. Resumindo, manter a *SWR* baixa em linhas de transmissão coaxiais é fundamental para obter rendimentos aceitáveis.

Como o dipolo em questão possui $l = \lambda/4$, a resistência de entrada do dipolo na banda de 80 metros é muito baixa e a reatância é relativamente alta. Isso resulta em uma *SWR* elevada para ambos os tipos de linha, e o desempenho previsto também é péssimo para ambas. Isso pode ser resolvido aumentando o comprimento de A conforme Figura 26.

As medidas da Figura 51 indicam uma resistência real na entrada da linha bem mais elevada do que o simulado. Isso indica que a resistência no centro do dipolo também é maior do que o calculado. Com base no valor de Z_x da Tabela 10 e de (28), foi prevista uma

impedância no centro do dipolo de $405 - j118,21$ ohms. Isso garante que uma potência de aproximadamente 40 W seja entregue ao dipolo na banda de 80 m, o que é bem melhor do que os 2,21 W previstos na Tabela 11. Em todo caso, como não é fácil medir a impedância real no centro do dipolo, é melhor garantir o desempenho fazendo o comprimento $l = \lambda/2$ no centro da banda de 80 m.

3.8 ALIMENTAÇÃO DO SISTEMA LEVY, O ACOPLADOR INDUTIVO

Na Figura 2, o dispositivo designado por acoplador está situado entre a entrada da linha de transmissão bifilar paralela e a saída do transmissor. Na maioria das vezes, o transmissor e o receptor são integrados no mesmo aparelho, constituindo um transceptor.

Os equipamentos comerciais para radioamadores são projetados para trabalhar com uma impedância de antena de 50 ohms resistiva não balanceada, ou seja, um lado da carga está aterrado.

No modo de transmissão, o transmissor faz papel de gerador e o sistema irradiante é a carga. No modo recepção, o receptor constitui a carga e o sistema irradiante é o gerador. As análises feitas a seguir são para o modo transmissão. Os resultados serão assumidos como válidos para o modo recepção com base no teorema da reciprocidade (KRAUSS, 1983). O que equivale a dizer que garantida a máxima transferência de potência do TX para o sistema Levy, estará garantida a máxima transferência do sistema irradiante para o receptor.

Com base nas Figura 51 e Tabela 10, percebe-se que as impedâncias na entrada da linha de transmissão são diferentes de 50 ohms. Se o transmissor for ligado diretamente na entrada da linha bifilar, o resultado será uma elevada *SWR*, conforme Figura 56. Em outras palavras, haverá reflexão de energia neste ponto. Assim, o equipamento transmissor não irá operar dentro de suas especificações, e a eficiência do sistema como um todo será muito baixa (ARRL, 1997).

O acoplador a ser analisado possui duas funções principais. A primeira é transformar a impedância do ponto de entrada da linha de transmissão em uma resistência pura de 50 ohms de modo a permitir a máxima transferência de potência entre transmissor e linha de transmissão. A segunda função é transformar a saída naturalmente desbalanceada do transmissor em um sistema balanceado. A linha de transmissão bifilar paralela e o dipolo linear constituem um sistema naturalmente balanceado (JONES, 1937).

Além de problemas com SWR , a ligação direta entre o transmissor e a linha resulta em desequilíbrio entre as correntes nos condutores da linha, causando irradiação indesejada (ARRL, 1959).

O dispositivo ideal de acoplamento para esse sistema é o transformador de impedâncias indutivo, pois ele acomoda uma ampla variação de impedâncias da carga e, devido à isolação elétrica entre os enrolamentos, transforma um sistema desbalanceado em balanceado. Detalhes das topologias desse transformador foram apresentados na seção 2.3.

O termo sintonizador é mais adequado para descrever esse tipo de acoplador, uma vez que, além de proporcionar a transformação das impedâncias, ele sintoniza e elimina as componentes reativas das impedâncias (CEBIK, 1997).

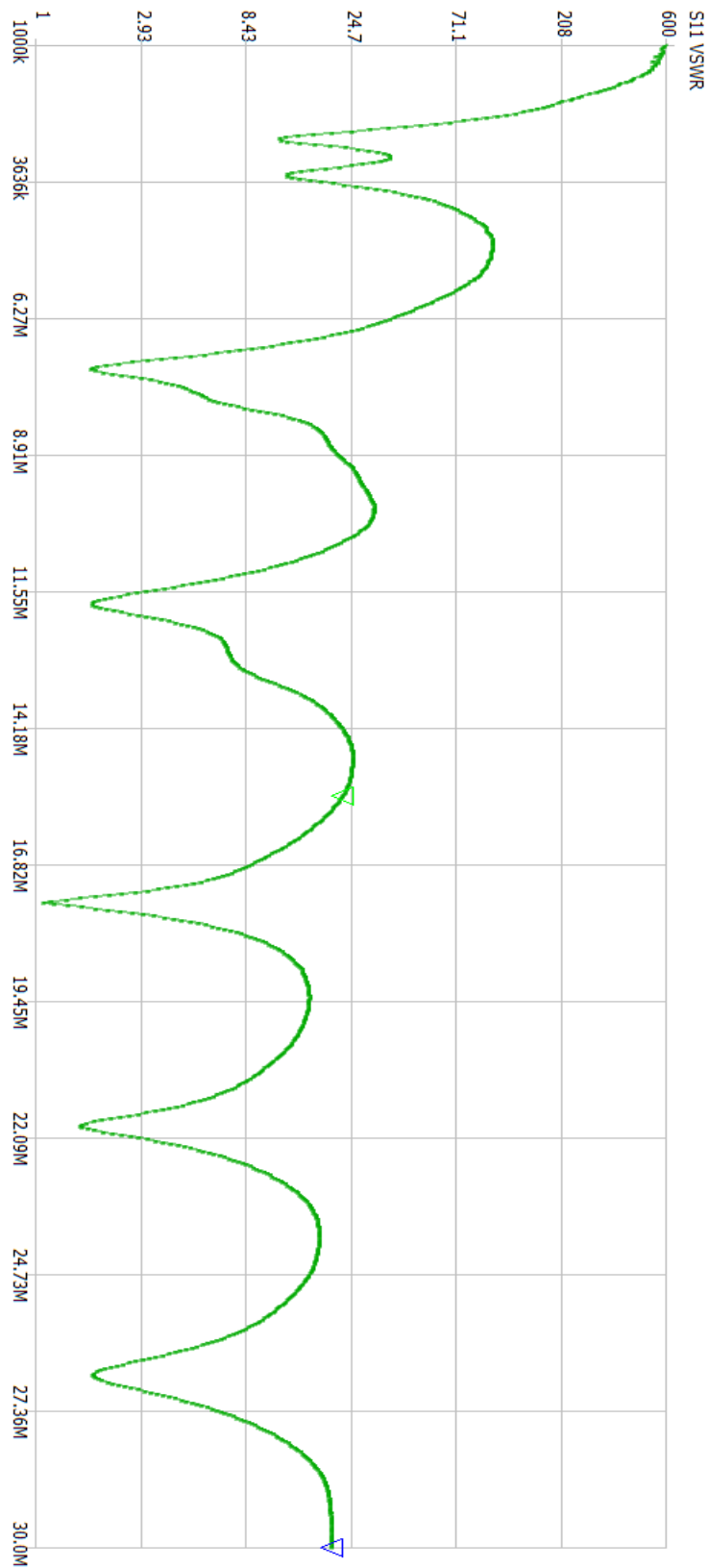
O sintonizador foi construído de acordo com as recomendações de Calabro (1971). A Figura 57 apresenta o diagrama reconfigurado para maior clareza. A principal diferença no diagrama é o capacitor variável opcional $CV3$. Sua inclusão amplia a gama de impedâncias que o acoplador pode converter e facilita o ajuste para máxima transferência de potência. Os terminais TB1 até TB4 são do tipo plugue banana fêmea e facilitam a mudança dos conjuntos de bobinas $L1$ e $L2$. As bobinas são alteradas para cada uma das cinco faixas de frequências de operação. Os terminais banana fêmea 1 até 6 permitem selecionar a topologia de sintonia do secundário ($L2$) entre série, paralelo com alta capacitância e paralelo com baixa capacitância.

Se a linha bifilar for ligada entre os terminais 1 e 4 e se os terminais 3 e 6 forem interligados, a sintonia será do tipo paralela com baixa capacitância, pois os capacitores variáveis $CV1$ e $CV2$ ficam conectados em série.

Se a linha for novamente ligada entre 1 e 2 e os terminais 2 e 3 forem interligados, assim como os terminais 5 e 6, a topologia do secundário será paralela com máxima capacitância, pois $CV1$ e $CV2$ ficam efetivamente em paralelo.

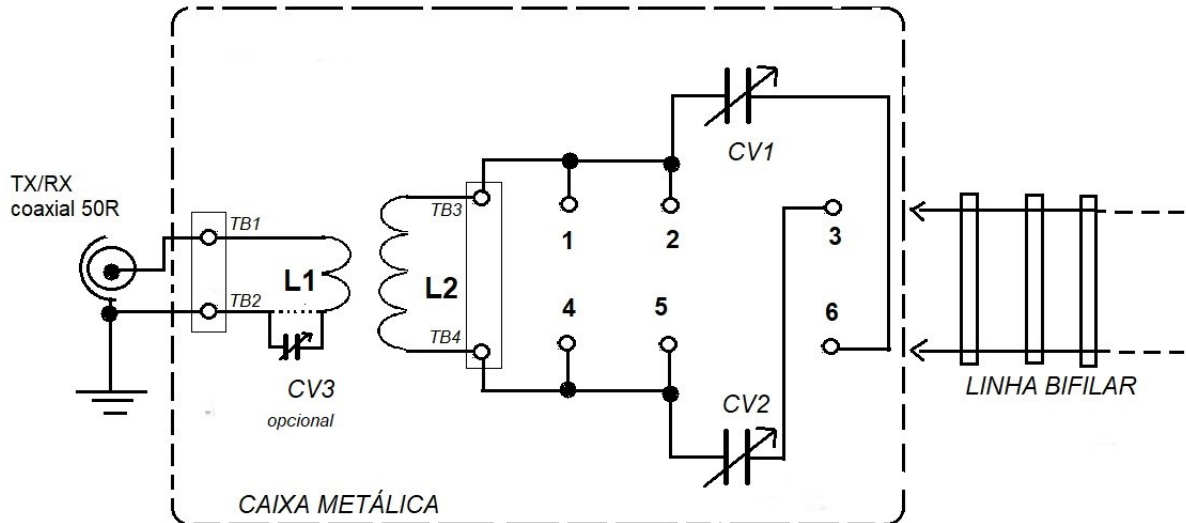
Por fim, se a linha for conectada aos terminais 3 e 6, a sintonia do secundário será do tipo série. Os detalhes construtivos serão vistos mais adiante; agora serão analisados os detalhes elétricos do sintonizador e os parâmetros de projeto para $L1$, $L2$, $CV1$, $CV2$ e $CV3$.

Figura 56- Variação da SWR na entrada da linha considerando a impedância da fonte como 50 ohms. Valores reais medidos com VNA .



Fonte: Medido pelo autor, 2023.

Figura 57- Diagrama do sintonizado indutivo empregado no sistema Levy.

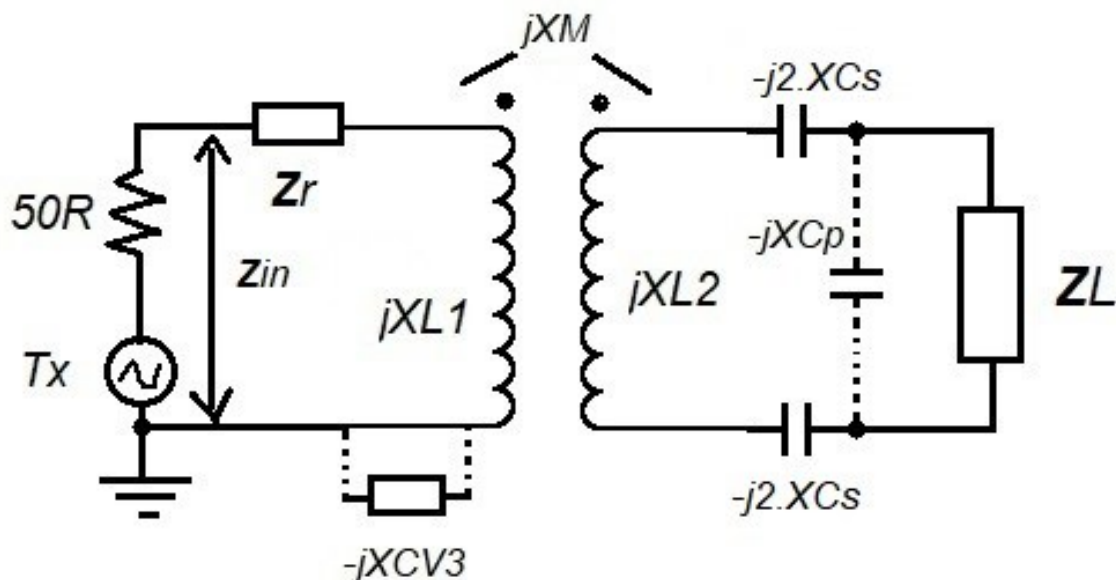


Fonte: Desenho do autor, 2023.

3.8.1 Detalhes elétricos do sintonizador

O circuito elétrico equivalente do sintonizador com base no modelo de indutância mútua está na Figura 58. No lado primário, TX representa o transmissor como uma fonte senoidal em série com sua resistência interna de 50 ohms, Z_r é a impedância refletida do secundário para o primário, $jXL1$ é a impedância da bobina primária $L1$, $-jXCV3$ é a impedância do capacitor $CV3$ caso ele seja utilizado no circuito e Z_{in} é a impedância resultante de entrada do primário vista pelo TX. No secundário, $jXL2$ é a impedância da bobina secundária $L2$, ZL é a impedância presente na entrada da linha de transmissão, jXC_s e jXC_p são as impedâncias totais dos capacitores $CV2$ e $CV3$ conforme sua ligação para sintonia série ou paralela. A impedância mútua é jXM . Nesse modelo, foram desconsideradas as resistências das bobinas $L1$ e $L2$.

Figura 58- Modelo de indutância mútua do sintonizador.



Fonte: Desenho do autor, 2023.

Com base nas Figura 51-54 e Tabela 10, foi gerada a Tabela 12 com os valores de resistência e reatância de ZL para as frequências inicial, média e final de cada uma das cinco bandas de radioamador utilizadas assim como o valor capacitivo ou indutivo resultantes.

Cabe comentar que os valores de ZL , assim como outras impedâncias apresentadas até agora, são valores série, ou seja, as impedâncias foram apresentadas como valores de resistência e impedâncias reativas ligadas em série. Assim, a impedância total resultante no secundário do sintonizador também deve ser a impedância resultante série. Desse modo, Zr também é a impedância refletida série.

Outra possibilidade é representar as impedâncias série como admitância equivalente ligadas em paralelo. Se a topologia de sintonia do secundário for do tipo paralela, pode ser mais conveniente transformar ZL em seu equivalente YL .

Tabela 12- Resistência e reatância de ZL . C ou L resultantes. Valores de impedância Série.

f (MHz)	R	jX	C/L	
3,50	124,56	250,03	11,37	uH
3,65	97,29	280,82	12,24	uH
3,80	87,65	367,12	15,38	uH
7,00	65,14	-100,31	226,70	Pf
7,15	74,39	-47,36	470,00	pF
7,30	92,58	6,38	0,13	uH
14,00	1032,96	60,43	0,68	uH
14,15	1067,12415	-199,764	56,30	pF
14,30	970,52	-435,19	25,57	pF
21,00	124,17	-187,62	40,40	pF
21,15	110,1241929	-161,858	46,49	pF
21,30	98,04	-134,23	55,67	pF
28,00	367,12	322,47	1,83	uH
29,00	826,93	-354,43	15,48	pF
30,00	255,20	-433,23	12,25	pF

Fonte: Desenho do autor, 2023.

3.8.1.1 Secundário sintonizado em série

Segundo Cebik (1997), ARRL (1956), Terman (1943), se o valor resistivo de ZL for menor do que 300 ohms, a sintonia série do secundário costuma dar melhores resultados.

A impedância série do secundário é representada por (40).

$$\dot{Z}_S^{SS/PS} = R_2 + R_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (\Omega)$$

Eliminando R_2 e substituindo C_2 por C_s , a equação fica adequada ao modelo da Figura

$$\dot{Z}_S^{SS} = R_L + j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_s} \quad (\Omega)$$

Se o secundário for ressonante em ω_0 , as componentes reativas irão se cancelar e restará somente R_L :

$$\dot{Z}_S^{SS/PS} = R_L \quad (\Omega)$$

A impedância refletida no lado primário \dot{Z}_r será dada por (50):

$$\dot{Z}_r^{SS/PS} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} \quad (\Omega)$$

Substituindo \dot{Z}_r em (52), eliminando RI e substituindo CI por CV_3 , resulta em:

$$\dot{Z}_{in}^{SS} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} + j\omega_0 L_1 - j\frac{1}{\omega_0 CV_3} \quad (\Omega)$$

Novamente assumindo que o primário também é ressonante em ω_0 , as componentes reativas irão se anular e:

$$\dot{Z}_{in}^{SS} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} \quad (\Omega)$$

Para que haja a máxima transferência de potência entre o TX e Z_L , deve-se ter $\dot{Z}_{in} = 50 \Omega$. Isso resulta na relação:

$$\frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} = 50$$

Essa equação indica que, variando a indutância mútua, é possível transformar a carga RL em 50 ohms.

Conforme visto em (39), $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$; isolando M e substituindo na equação anterior, resulta:

$$\frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_L} = 50 \quad (75)$$

Assim, (75) mostra que a escolha correta dos valores de L_1 , L_2 e k permite transformar R_L em 50 ohms. Devem-se fixar algumas variáveis para poder determinar as outras.

A relação $\frac{\omega_0 L_2}{R_L}$ é o fator de qualidade do secundário com sintonia série. Mais especificamente, o fator de qualidade do secundário carregado Q_{2L} .

Segundo Jasin (2018), Cebik (1997), Terman (1943), o fator de qualidade do circuito série carregado para esse tipo de aplicação varia entre 6 e 10. Esses valores mantêm um compromisso entre as propriedades de seletividade do circuito e as correntes reativas dos componentes. Os fatores de qualidade de circuitos LRC sem carga externa são determinados quase que exclusivamente pela resistência série do indutor, e valores da ordem de 500 são comuns (ARRL, 1959). Substituindo Q_{2L} em (75), resulta (76).

$$k^2 \omega_0 L_1 Q_{2L} = 50 \quad (76)$$

Utilizando Q_{2L} e R_L , é possível determinar o valor de X_{L2} e, conseqüentemente, L_2 conforme mostrado em (77).

$$Q_{2L} = \frac{\omega_0 L_2}{R_L} \rightarrow X_{L2} = R_L Q_{2L}$$

$$L_2 = \frac{R_L Q_{2L}}{\omega_0} \quad (H) \quad (77)$$

O valor de C_s necessário para a ressonância série do secundário é dado por (78).

$$C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \quad (F) \quad (78)$$

Outra variável que se pode especificar é $XL1$. Normalmente $L1$ é especificada de maneira que, na frequência de ressonância ω_0 , a sua reatância de $XL1$ seja igual à resistência interna de TX, esta condição está representada em (79).

$$XL_1 = \omega_0 L_1 = 50. \quad (79)$$

Substituindo (79) em (76), resulta em (80).

$$k = \sqrt{\frac{1}{Q_{2L}}} = \sqrt{\frac{R_L}{\omega_0 L_2}} \quad (80)$$

Pode-se usar (80) para verificar se a escolha de $L2$ permite obter um coeficiente de acoplamento $k \leq 0,50$. Para circuitos acoplados indutivamente com núcleo de ar, o maior fator de acoplamento possível é da ordem de 0,60. Então, o limite de 0,50 é mais realista (CEBIK, 1997).

De (79), é possível obter o valor de $L1$ conforme representado por (81).

$$L_1 = \frac{50}{\omega_0} \quad (H) \quad (81)$$

Considerando a ressonância do primário, a equação 64 permite calcular o valor de $CV3$ que é dado em (82).

$$CV_3 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \quad (F) \quad (82)$$

Os valores calculados para $L2$ e Cs da forma que foram derivados não levam em consideração valores reativos que a carga ZL possa apresentar. A reatância XL da carga pode ser indutiva ou capacitiva. Se ela for indutiva, ela irá aumentar a reatância indutiva total do secundário, pois está em série com $XL2$. Dessa forma, o valor do indutor a ser utilizado no

circuito será menor do que L_2 dado em (77). O valor efetivo de L_2 , L_{2ef} , que deverá ser pode ser obtido utilizando (83).

$$L_{2ef} = L_2 - \frac{X_L}{\omega_0} \quad (H) \quad (83)$$

Se X_L for capacitiva, ela irá aumentar a reatância capacitiva total do secundário, o que corresponde a reduzir o valor total de capacitância série. O valor de C_s efetivo deverá ser maior do que C_s calculado para manter a ressonância em ω_0 . O valor de C_{sef} será calculado com (84).

$$C_{sef} = \frac{C_s \frac{1}{\omega_0 X_L}}{\frac{1}{\omega_0 X_L} - C_s} \quad (F) \quad (84)$$

O procedimento resumido consiste em fixar Q_{2L} e determinar L_2 e C_s utilizando (77) e (78). Então usar (80) para determinar se $k \leq 0,50$. Se $Q_{2L} \geq 4$, essa condição será satisfeita. Por fim, deve-se obter os valores de L_{2ef} e C_{sef} com (83) e (84) e verificar se esses valores são praticáveis.

Como C_{sef} calculado é o valor total de capacitância externa necessária para a ressonância do secundário e assumindo que $CV1$ e $CV2$ são capacitores variáveis idênticos, eles devem possuir pelo menos o dobro do valor calculado para C_{sef} .

Com base na Tabela 12, nas equações acima e considerando $Q_{2L} = 8$, foi gerada a Tabela 13 para as frequências em que RL é menor do que 300 ohms.

$CV1$ e $CV2$ indicados são valores mínimos. Capacitores variáveis de 10 a 150 pF atendem as variação necessárias desde que os valores de ZL não variem demasiado dentro de cada faixa. Os valores centrais de cada faixa podem ser utilizados para orientar a confecção das bobinas. Valores muito elevados da reatância X_L podem resultar em valores impraticáveis para os indutores e capacitores. Nesse caso, pode-se tentar a sintonia em paralelo do secundário.

Tabela 13- Valores de $L2_{ef}$, C_{sef} , $CV1$, $CV2$, $L1$ e $CV3$ para secundário com sintonia série.

f (MHz)	L2 (uH)	L2 _{ef} (uH)	C _s (pF)	C _{sef} (pF)	CV1,2 (pF)	L1(uH)	CV3(pF)
3,500	45,337	33,967	45,655	45,655	91,310	2,275	909,918
3,650	33,954	21,714	56,053	56,053	112,107	2,181	872,524
3,800	29,382	14,002	59,763	59,763	119,526	2,095	838,082
7,000	11,854	11,854	43,655	54,067	108,133	1,137	454,959
7,150	13,253	13,253	37,424	40,662	81,324	1,114	445,414
7,300	16,156	16,026	29,451	29,451	58,901	1,091	436,262
21,000	7,533	7,533	7,633	9,411	18,823	0,379	151,653
21,150	6,633	6,633	8,546	10,471	20,941	0,376	150,577
21,300	5,863	5,863	9,532	11,501	23,001	0,374	149,517

Fonte: Desenho do autor, 2023.

3.8.1.2 Secundário sintonizado em paralelo

Segundo Terman (1943), se o valor resistivo de Z_L for maior do que 300 ohms, a sintonia em paralelo do secundário costuma dar melhores resultados.

Com base em (63), com as devidas modificações, representa-se a impedância de entrada Z_{in} para o secundário ressonante em ω_0 .

$$\dot{Z}_{in}^{SP} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{\omega^2 L_2^2} - j \frac{\omega M^2}{L_2} - j \frac{1}{\omega C_{V3}} + j \omega L_1 \quad (\Omega)$$

Assumindo a ressonância do primário e do secundário em ω_0 , as componentes reativas são canceladas e resulta:

$$\dot{Z}_{in}^{SP} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{\omega^2 L_2^2} \quad (\Omega)$$

Substituindo $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ e igualando Z_{in} a resistência interna de TX resulta em (85).

$$\frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2 R_L}{\omega_0^2 L_2^2} = 50 \quad (85)$$

O fator de qualidade do secundário com sintonia em paralelo carregado é dado por $Q_{2L}^p = \frac{R_L}{\omega_0 L_2}$, onde R_L é a resistência equivalente paralela da carga. Substituindo Q_{2L}^p em (85), resulta (86).

$$\omega_0 L_1 k^2 Q_{2L}^p = 50 \quad (86)$$

Utilizando Q_{2L}^p e R_L , é possível determinar o valor de XL_2 e, conseqüentemente, L_2 conforme (87).

$$Q_{2L}^p = \frac{R_L}{\omega_0 L_2} \rightarrow XL_2 = \frac{R_L}{Q_{2L}^p}$$

$$L_2 = \frac{R_L}{Q_{2L}^p \omega_0} \quad (H) \quad (87)$$

O valor de C_p necessário para a ressonância paralela do secundário é dado por (88).

$$C_p = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \quad (F) \quad (88)$$

Novamente se utiliza (81) para determinar L_1 e (65) modificada fornece o valor de CV_3 para a ressonância do primário conforme (89).

$$CV_3^{SP} = \frac{1}{\omega_0^2 L_1 \left(1 - \frac{L_1}{Q_{2L}^p}\right)} \quad (F) \quad (89)$$

As condições dadas por (80) em relação à k continuam válidas.

Os valores calculados para L_2 e C_p da forma que foram derivados não incluem a reatância que a carga Z_L pode apresentar. Além disso, os valores de R_L e XL utilizados devem ser os equivalentes paralelos de Z_L caso essa seja dada em forma de impedância série

($ZL = RL + jXL$), que é o caso para todos os valores de impedância calculados, medidos e simulados neste trabalho.

Se a reatância paralela XL da carga for indutiva, ela irá diminuir a reatância indutiva total do secundário, pois está em paralelo com $XL2$. Dessa forma, o valor do indutor que deve ser utilizado no circuito será maior do que $L2$ calculado com (87). O valor de L_{2ef} pode ser encontrado com (90).

$$L_{2ef} = \frac{L_2 \frac{X_L}{\omega_0}}{\frac{X_L}{\omega_0} - L_2} \quad (H) \quad (90)$$

Se L_{2ef} for negativa, isso indica que a reatância paralela XL é muito elevada e deve ser compensada com capacitores externos, ou o valor Q_{2L}^p adotado deve ser reduzido.

Se XL for capacitiva, ela irá diminuir a reatância capacitiva paralelo total do secundário, o que corresponde a aumentar a capacitância paralela do secundário. O valor de C_p efetivo será menor do que C_p calculado para manter a ressonância em ω_0 . O valor de C_{pef} é obtido com (91).

$$C_{pef} = C_p - \frac{1}{\omega_0 X_L} \quad (F) \quad (91)$$

A Tabela 14 foi gerada usando as equações acima e assumindo $Q_{2L}^p = 8$.

Tabela 14- Valores de L_{2ef} , C_{pef} , $CV1$, $CV2$, $L1$ e $CV3$ para secundário com sintonia paralela.

f (MHz)	RLp	XLp	L2 (uH)	L2ef (uH)	Cp(pF)	Cpef(pF)	CV1,2 (pF)	L1(uH)	CV3(pF)
14,00	1036,500	17717,035	1,474	1,484	87,788	87,788	43,894	0,379	244,888
14,15	1104,520	-5900,254	1,554	1,554	81,508	79,601	39,800	0,376	242,096
14,30	1165,664	-2599,516	1,623	1,623	76,422	72,139	36,069	0,374	239,366
28,00	650,371	740,415	0,462	0,519	69,954	69,954	34,977	0,284	117,931
29,00	978,844	-2283,746	0,672	0,672	44,876	42,472	21,236	0,275	113,720
30,00	990,665	-583,565	0,657	0,657	42,863	33,767	16,884	0,265	109,800

Fonte: desenho do autor, 2023.

Os valores de RL_p e XL_p são os valores equivalentes paralelos de RL e XL . Segundo Chroma Systems (2023), para fazer a conversão deve-se utilizar (92) e (93).

$$RL_p = \frac{RL^2 + XL^2}{RL} \quad (\Omega) \quad (92)$$

$$XL_p = \frac{RL^2 + XL^2}{XL} \quad (\Omega) \quad (93)$$

onde RL e XL são os valores de resistência e reatância série da impedância ZL da Tabela 12.

$CV1$ e $CV2$ são os valores mínimos para obter C_{pef} , uma vez que esses capacitores podem ser ligados em paralelo.

As tensões de isolamento para os capacitores $CV1$ e $CV2$ dependem das potências empregadas e do fator de qualidade QL do circuito carregado. Segundo Cebik (1997), (94) e (95) estimam a corrente de circulação no indutor e a tensão de pico nos capacitores:

$$IL = Q_L \sqrt{\frac{P}{R_L}} \quad (A) \quad (94)$$

$$EC = 1,4\sqrt{PR_L} \quad (V) \quad (95)$$

Para potências até 100 W, capacitores com isolação de até 500 V são suficientes, e é possível empregar capacitores variáveis utilizados em receptores antigos, os que são de metal e possuem dielétrico de ar. A corrente na bobina pode atingir os 12 A e fio de cobre esmaltado 12 *AWG* deve ser utilizado. Para potências de RF até 1000 W, capacitores variáveis empregados em sistemas de transmissão com tensão de isolamento de 1500 V a 3000 V devem ser empregados. Condutores de cobre 10 *AWG* serão suficientes. Se as bobinas forem banhadas com prata, as capacidades de corrente aumentam significativamente e é possível utilizar condutores mais finos. Cabe mencionar que a sigla *AWG* 'American Wire Gauge' é um padrão de medida americano para classificar fios de cobre esmaltado.

3.8.1.3 Sintonizador com primário sem CV3.

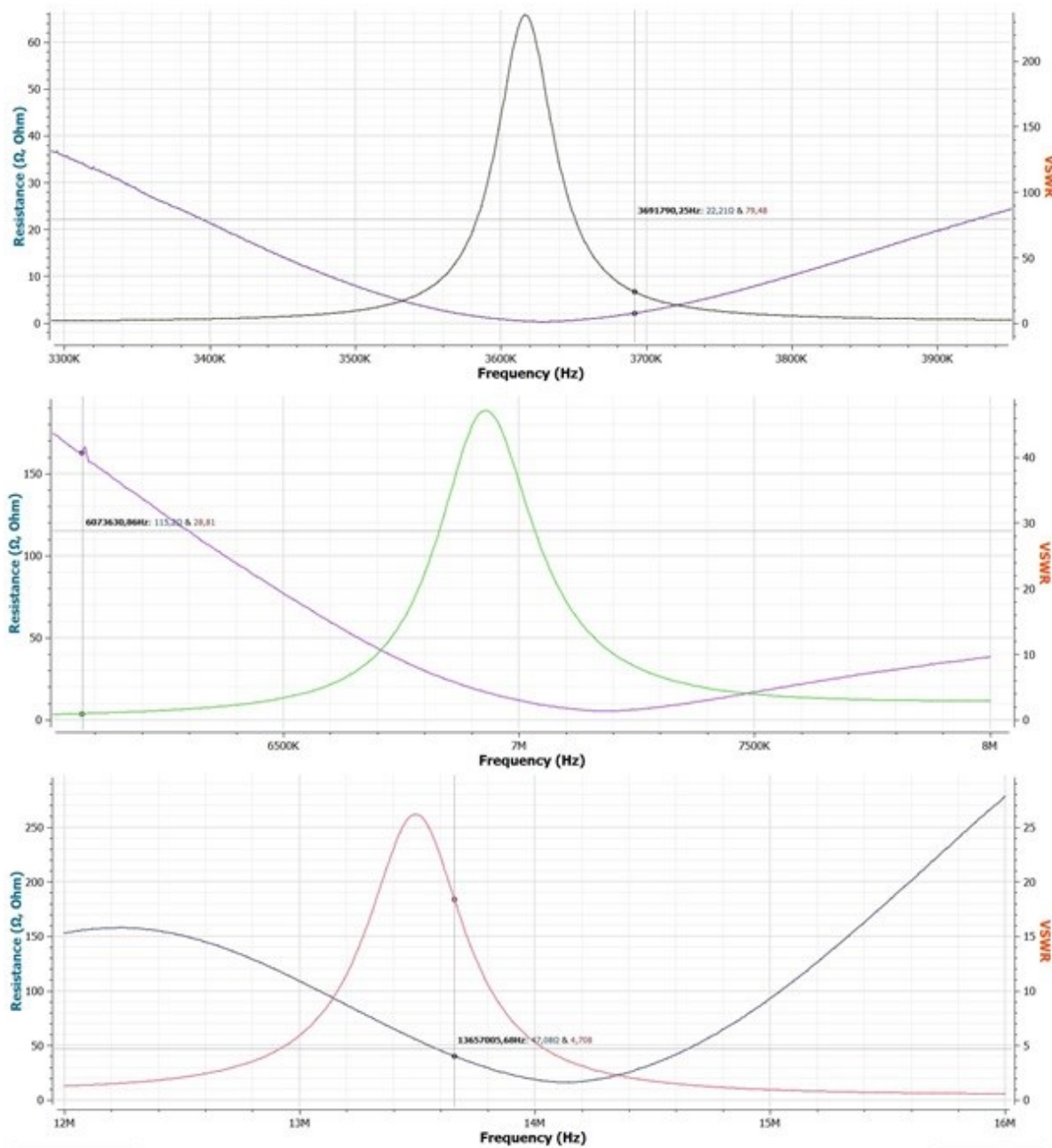
No artigo original de Calabro (1971), o sintonizador apresentado não possui o capacitor de sintonia série do primário. Dessa forma, para maximizar a potência transferida e apresentar uma impedância Z_{in} resistiva para o TX, é necessário dessintonizar levemente o secundário. Isso fará com que uma reatância capacitiva seja refletida para o primário, compensando a reatância X_{L1} (CEBIK, 1997). Uma pequena alteração do ponto de sintonia não altera significativamente a resistência refletida no primário. Essa dissintonia acaba sendo feita naturalmente durante o processo de ajuste do sintonizador visando obter a menor SWR entre o TX e o sintonizador. Isso será visto na seção sobre ajustes e operação.

Com os valores de $L1$ e $L2$ fixados, o casamento só será perfeito para a frequência em que os elementos foram calculados. Dispor de $CV3$ permite um melhor ajuste da compensação no primário, melhora a SWR e torna o sintonizador mais flexível às variações de carga. $CV1$ e $CV2$ são variáveis para permitir manter a sintonia do secundário conforme a frequência de operação varia dentro da banda utilizada. A relação LC do secundário também não será a melhor em toda a banda; será perfeita somente na frequência de projeto. Tornar o acoplamento perfeito em toda a extensão da banda exige a variação de uma das indutâncias, ou do fator de acoplamento k , que por sua vez demanda alterar a posição relativa de $L1$ e $L2$. Essas complicações mecânicas foram dispensadas por Calabro (1971) e não são fundamentais para obter bom desempenho dentro de cada banda.

Na Figura 59 e Figura 60 estão as medidas de impedância e SWR na entrada do sintonizador para cada banda.

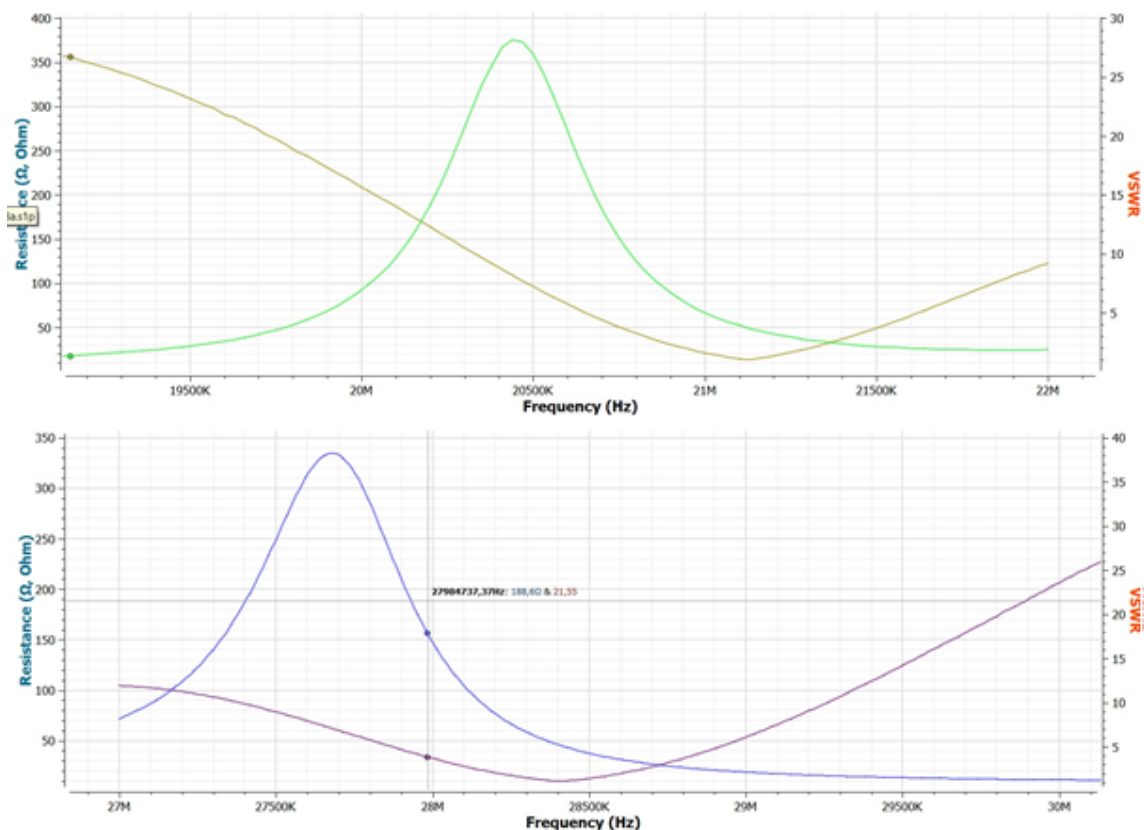
Comparando a Figura 52, Figura 53 e Figura 54 com a Figura 59 e Figura 60, é notável o efeito que o sintonizador causa. A impedância Z_L da linha de transmissão bifilar é transformada na impedância interna de TX. Nota-se que o ponto para o qual a SWR é mínima está sempre à direita do pico de resistência. Isso se deve à dissintonia do secundário mencionada anteriormente que é necessária para cancelar a reatância de $L1$, uma vez que o sintonizador construído não possui $CV3$.

Figura 59- Variação da resistência e da SWR na entrada do sintonizador medidas com VNA . Ajuste para o centro das bandas de 80 m, 40 m e 20 m.



Fonte: Medido pelo autor, 2023.

Figura 60- Variação da resistência e da SWR na entrada do sintonizador medida com VNA . Ajuste para o centro das bandas de 15 m e 10 m.



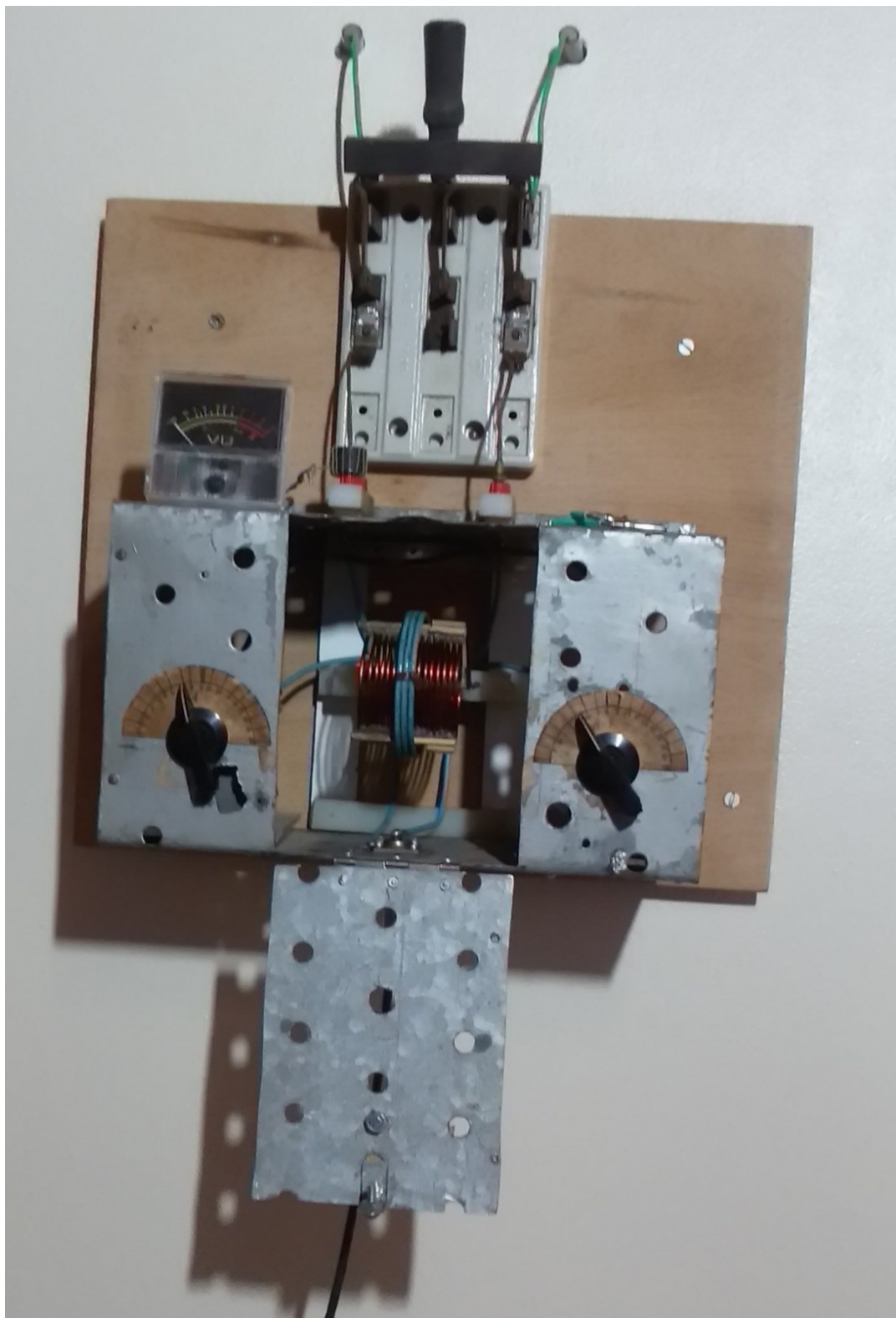
Fonte: Medido pelo autor, 2023.

3.8.2 Detalhes construtivos do sintonizador

A Figura 61 é uma fotografia do sintonizador real empregado no protótipo. Na parte superior, os dois condutores da linha de transmissão bifilar adentram na sala de rádio pelos dois furos na parede. A chave do tipo faca é conveniente para desligar o sistema irradiante durante tempestades ou testes. O sintonizador está montado em uma caixa de metal medindo aproximadamente 30 cm × 20 cm × 20 cm. A caixa possui uma tampa basculante que permite a troca dos conjuntos de bobinas.

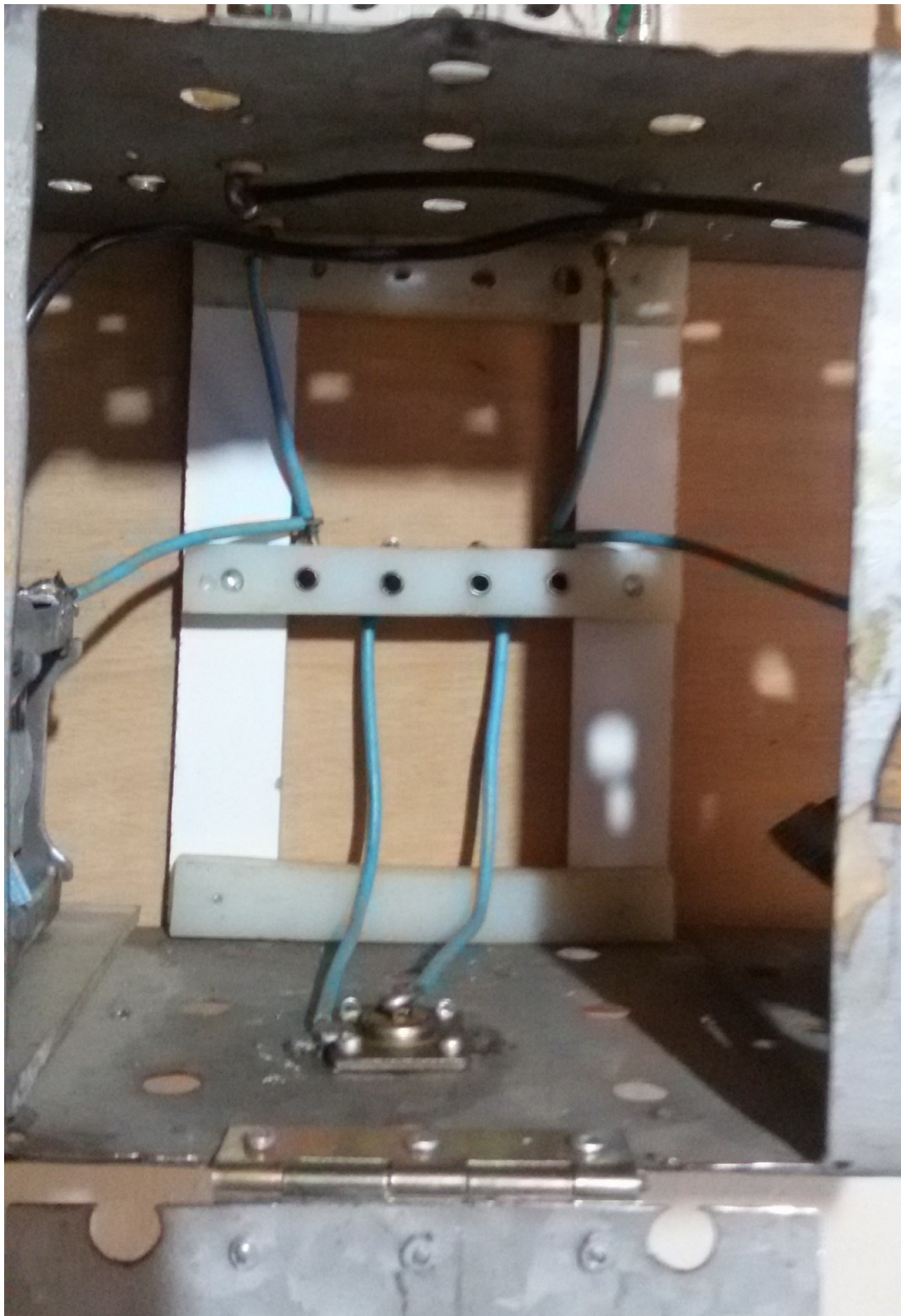
A fotografia da Figura 62 mostra detalhes da barra com quatro terminais do tipo banana fêmea que permite trocar as bobinas para cada uma das cinco bandas de operação. O material usado na confecção deve ser isolante de boa qualidade. Foi utilizado teflon por apresentar boas propriedades isolantes e térmicas. Esses terminais correspondem aos terminais TB1 até TB4 da Figura 57.

Figura 61- Fotografia do sintonizador real montado na parede da sala de rádio.
Bobina para a banda de 40 m plugada.



Fonte: Fotografia do autor, 2018. Estação PP5BMS, Jaraguá do Sul-SC.

Figura 62- Detalhe da barra de terminais para conexão das bobinas intercambiáveis e do conector coaxial para ligação do transceptor.



Fonte: Fotografia do autor, 2018. Estação PP5BMS, Jaraguá do Sul-SC.

Figura 63- Vista lateral do sintonizador, mostrando os dois capacitores variáveis *CV1* e *CV2*.

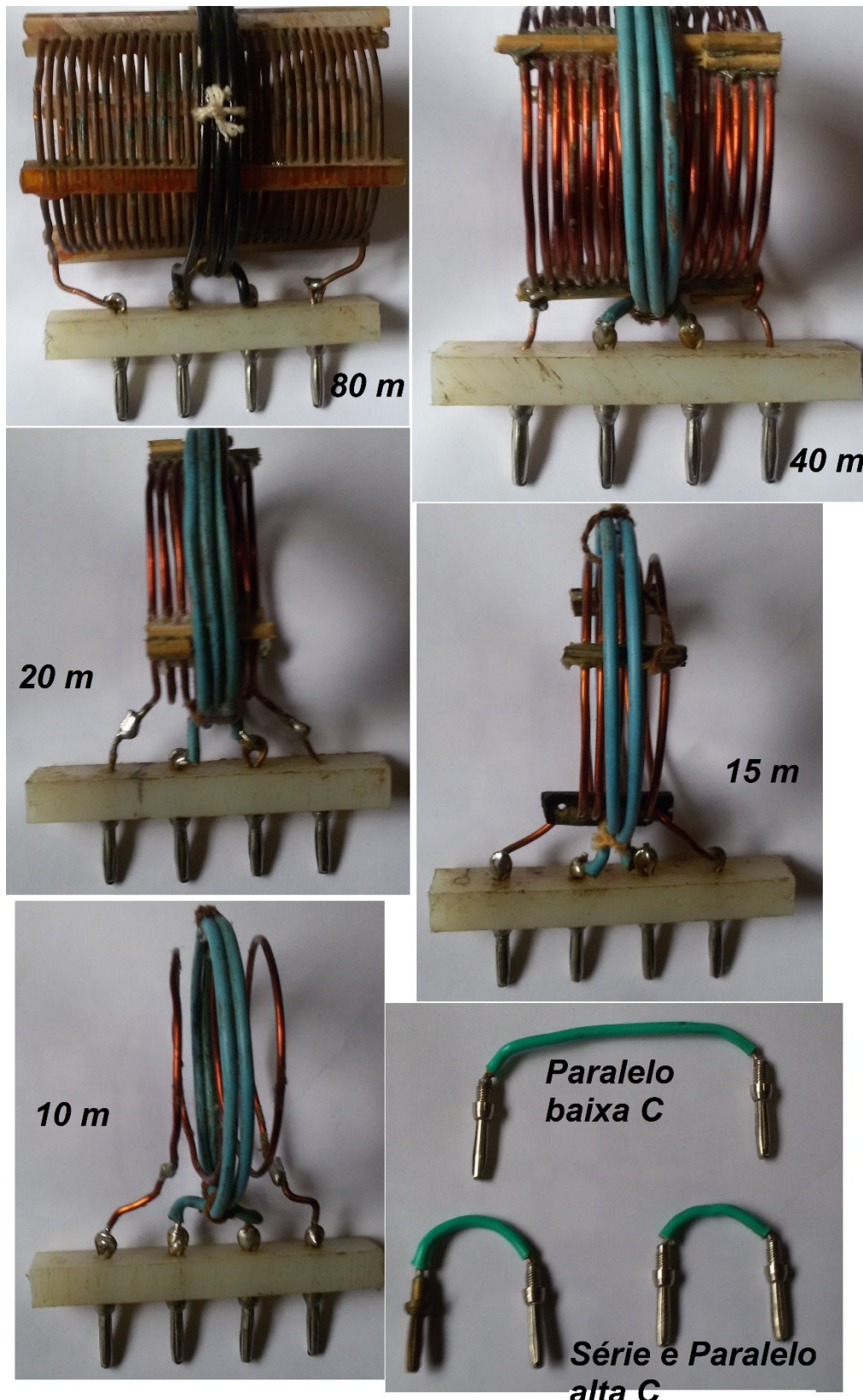


Fonte: Fotografia do autor, 2018. Estação PP5BMS, Jaraguá do Sul-SC.

A Figura 63 mostra a posição dos capacitores variáveis *CV1* e *CV2*, os quais permitem variar a capacitância de 10 pF a 150 pF. Eles devem ser montados completamente isolados da caixa do sintonizador, e seus eixos de ajuste devem possuir *knobs* de boa isolamento, uma vez que os eixos podem estar sujeitos potenciais de tensão de RF de mais de 1000 V.

Na parte superior do sintonizador estão os terminais 1 a 6 da Figura 57. Eles são do tipo banana fêmea e estão isolados da caixa metálica. Esses conectores, juntamente com os terminais da Figura 64, permitem a mudança de topologia de sintonia do secundário, conforme já foi explicado.

Figura 64- Conjunto de bobinas para as cinco bandas de operação.



Fonte: Fotografia do autor, 2018. Estação PP5BMS, Jaraguá do Sul-SC.

A Figura 64 é uma fotografia das bobinas $L1$ e $L2$ utilizadas no sintonizador. Elas são montadas em barras de terminais de teflon, com pinos banana machos que encaixam firmemente nos terminais do sintonizador. Os cinco conjuntos possuem a bobina $L1$ disposta sobre $L2$. Todas as bobinas $L2$ possuem diâmetro interno igual a 60 mm e $L1$ possui aproximadamente 75 mm de diâmetro.

A Tabela 15 apresenta o número de espiras de $L1$ e $L2$ e o comprimento total do enrolamento. Assim fica subentendido o espaçamento entre as espiras. Variando o diâmetro e espaçamento das espiras de $L1$, é possível um ajuste fino de sua indutância e do fator de acoplamento k . Os valores de indutância utilizados são próximos aos valores centrais mostrados nas tabelas Tabela 13 e Tabela 14. Variáveis difíceis de prever sempre estarão presentes neste tipo de montagem. No final, sempre será necessário um ajuste fino dos valores de L de modo a obter a máxima transferência de potência e a menor SWR na entrada do sintonizador.

Tabela 15- Dados construtivos das bobinas $L1$ e $L2$ utilizadas no protótipo do sintonizador

BANDA	D1 (mm)	l1 (mm)	N1	Ind. L1 (uH)	D2 (mm)	l2 (mm)	N2	Ind. L2 (uH)
80	80,00	15,00	3,00	1,00	60,00	90,00	31,00	26,00
40	80,00	15,00	3,00	1,00	60,00	45,00	16,00	10,00
20	80,00	15,00	3,00	1,00	60,00	25,00	8,00	3,60
15	80,00	6,00	2,00	0,60	60,00	20,00	5,00	1,83
10	80,00	6,00	2,00	0,60	60,00	30,00	3,00	0,60

D= diâmetro; l= comprimento; N= número de espiras; Ind.= Indutância.

Todas as bobinas L1 feitas com condutor de cobre rígido de 2,5 mm isolado.

Todas as bobinas L2 feitas com fio de cobre esmaltado de 2,00 mm

Fonte: Desenho do autor, 2023.

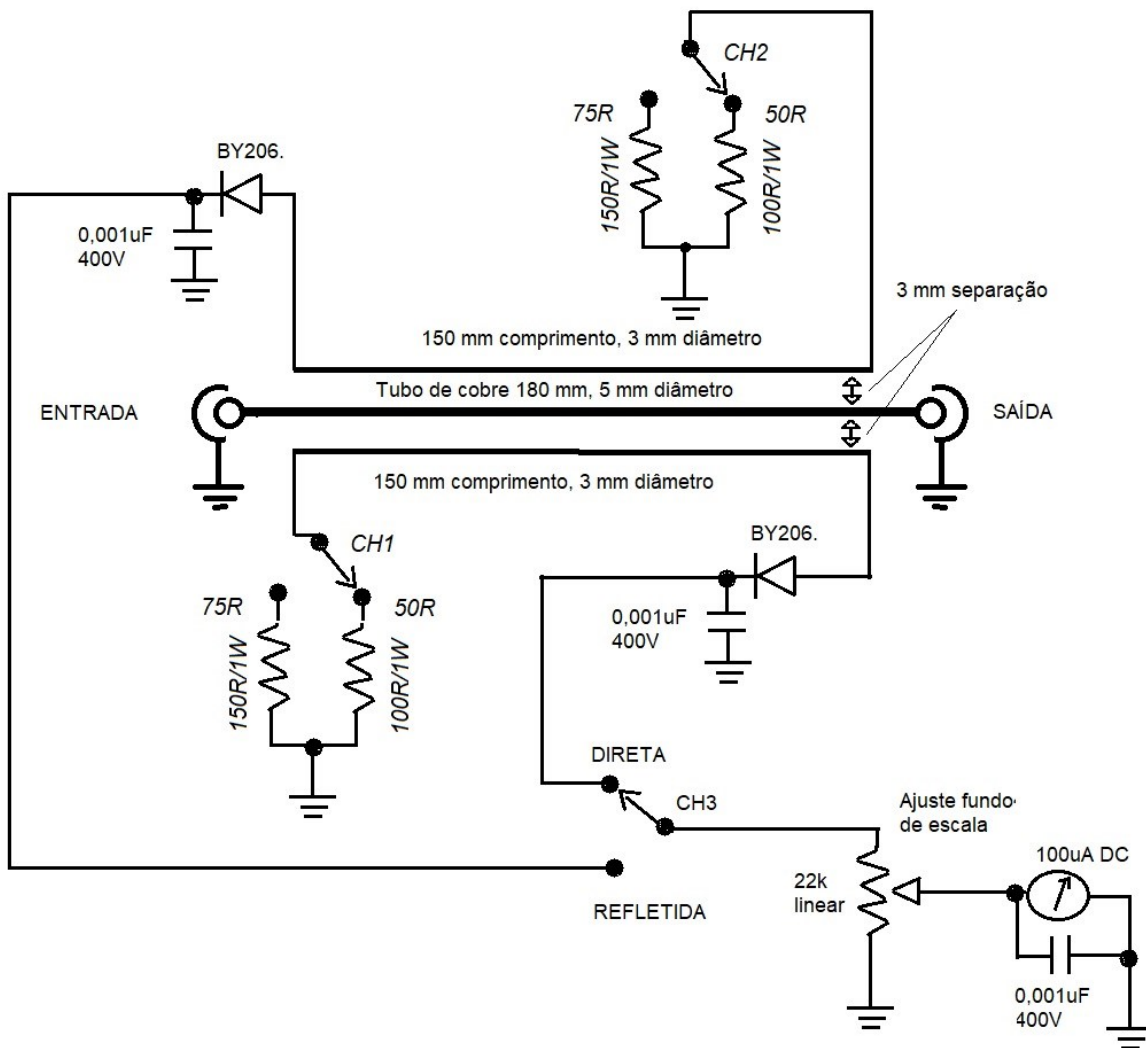
3.8.3 Ajustes do sintonizador e do sistema.

A operação do sistema Levy consiste em excitar o sintonizador na frequência desejada de operação, inicialmente com uma potência reduzida, e ajustar os controles de sintonia $CV1$, $CV2$ e $CV3$ para reduzir a indicação de um indicador de SWR intercalado entre a saída do transmissor e a entrada do sintonizador (CEBICK, 1997).

A ligação entre o transceptor e a entrada do sintonizador deve ser feita com cabo coaxial de 50 ohms de boa qualidade. Uma vez que a SWR na linha coaxial será mantida menor que 1,50, o comprimento dessa linha não é crítico.

Na Figura 65 está o diagrama de um indicador de *SWR* para impedâncias de 50 ohms ou 75 ohms. Este instrumento foi fabricado e utilizado para ajustar o sintonizador.

Figura 65- Diagrama de um simples e eficiente indicador de *SWR*.



Fonte: Desenho do autor, 2023.

Na Figura 66 está uma fotografia externa do medidor de *SWR* construído pelo autor. O aparelho foi acondicionado em uma caixa metálica de 200 mm de comprimento por 100 mm de largura e 150 mm de altura. Os conectores coaxiais forma presos na parte traseira. O acoplador bidirecional é um conjunto de três condutores paralelos com uma separação de 3 mm entre si. O condutor central por onde passa o sinal da linha foi construindo com tubo de cobre de 5 mm de diâmetro e possui 180 mm de comprimento.

Os dois condutores laterais, que constituem os sensores foram feitos com fio de cobre rígido com capa plástica e 3 mm de diâmetro, cada um medindo 150 mm. Os condutores são mantidos a uma distância fixa entre si por meio de três suportes de teflon. O tubo central é soldado diretamente nos terminais centrais dos conectores coaxiais. A Figura 66 apresenta uma fotografia das partes frontal e traseira do instrumento.

Figura 66- Vistas frontal e traseira do indicador de *SWR* caseiro utilizado nos ajustes do sintonizador.



Fonte: Fotografia do autor, 2023

A Figura 67 apresenta uma vista interna do acoplador bidirecional. O acoplador possui uma blindagem metálica removível para evitar irradiação espúria e desequilíbrio.

Figura 67- Parte interna do indicador de *SWR*. Destaque para o acoplador bidirecional.



Fonte: Fotografia do autor, 2023.

Os resistores utilizados para as terminações devem ser de metal filme ou deposição de carbono. Tipos indutivos, como os de fio de níquel cromo, devem ser evitados. Os capacitores de desacoplamento são de poliéster com tensões de isolamento de 400 V. Os diodos indicados são de silício, mas diodos tipo *PIN* para RF podem ser utilizados assim como diodos de germânio com tensões reversa de 60 V a 100 V. O microamperímetro de corrente contínua utilizado foi removido de um multímetro em desuso e possui fundo de escala de $50 \mu A$, mas instrumentos com fundo de escala de até 1 mA podem ser utilizados. Mais detalhes sobre indicadores de *SWR* podem ser vistos em (C. BRAGA, 2010).

O indicador de *SWR*, por meio do acoplador bidirecional, mede uma amostra da amplitude da onda de corrente direta e da onda de corrente refletida que estão na linha de transmissão coaxial entre o TX e a entrada do sintonizador. Se a medida da onda DIRETA for ajustada para causar a deflexão de fundo de escala do instrumento, então, com a indicação da onda REFLETIDA é possível determinar a *SWR* utilizando (96).

$$SWR = \frac{DIRETA + REFLETIDA}{DIRETA - REFLETIDA} \quad (96)$$

Utilizando essa relação, é possível calibrar a escala do instrumento para uma indicação direta de *SWR*.

Suponha que a escala do galvanômetro utilizado possua 100 divisões, ajustando a leitura DIRETA para indicar 100, uma indicação REFLETIDA de 50 corresponde a uma *SWR* que pode ser calculada conforme (97).

$$SWR = \frac{100 + 50}{100 - 50} = 3 \quad (97)$$

Uma *SWR* = 3 indica que 25 % da potência incidente está sendo refletida.

Para ajustar o sintonizador, um sinal de baixa potência na frequência de operação desejada é injetado no sistema. O próprio transmissor ou transceptor pode ser utilizado para isso. O sinal deve ser suficiente para permitir uma leitura de fundo de escala na posição DIRETA do indicador de *SWR*. O potenciômetro de ajuste de fundo de escala da Figura 65 facilita esse ajuste.

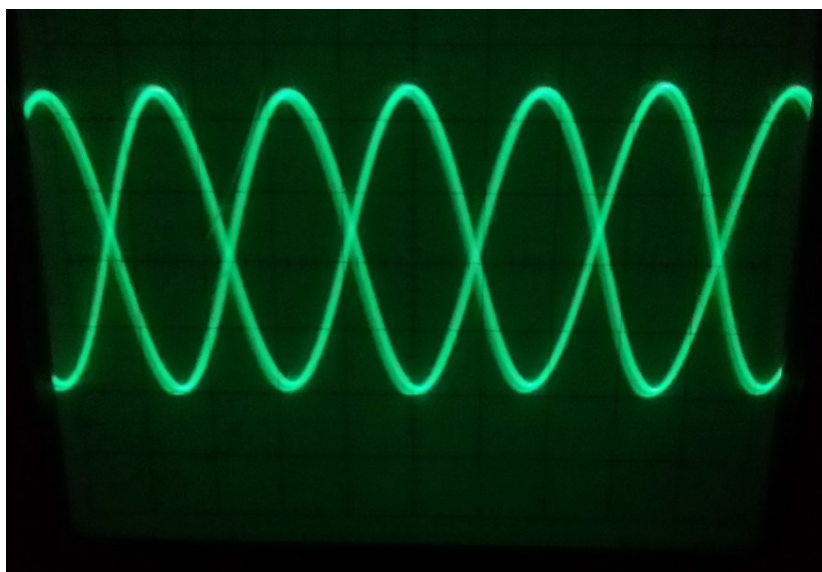
Em seguida, com a chave de função do indicador de SWR em REFLETIDA, deve-se ajustar os capacitores $CV1$ e $CV2$ para a menor indicação de SWR . Se o sintonizador possuir o capacitor $CV3$, este deve ser ajustado para a menor indicação de SWR . Os ajustes devem ser repetidos até que não haja mais redução na SWR indicada. O capacitor $CV3$ deve ser o último a ser ajustado. Se uma SWR menor que 1,5 não puder ser obtida, é indicação de que a topologia do secundário do sintonizador não é adequada, ou as componentes reativas da impedância ZL são muito altas para serem compensadas pelo sintonizador.

Mudar de sintonia série para paralela ou vice-versa pode ser uma alternativa. Compensação extra de reatância no secundário do sintonizador é outra possibilidade. Alterar o comprimento da linha de transmissão bifilar pode resultar em ZL com valores menores de reatância dentro dos limites de compensação do sintonizador.

Como dito na revisão teórica, o correto funcionamento da linha de transmissão bifilar demanda que as correntes em cada condutor sejam de mesma amplitude e polaridade opostas.

Foram feitas medidas das tensões na entrada da linha bifilar utilizando um osciloscópio. As ponteiros foram ligadas sobre os condutores isolados da linha permitindo um acoplamento capacitivo leve e que não perturbasse os ajustes do sintonizador. A Figura 68 mostra uma das medidas do osciloscópio. Percebe-se que as tensões possuem amplitudes iguais e estão defasados em 180° . O equilíbrio ideal foi obtido em todas as cinco bandas de operação.

Figura 68- Imagem de osciloscópio mostrando as formas de tensão na entrada da linha de transmissão bifilar. $f=14,150$ MHz.



Fonte: Fotografia do autor, 2018.

Figura 69- Medida de equilíbrio na linha bifilar. Ponteiras do osciloscópio.

Potência de 10 W sinal senoidal para todas as bandas ajustadas



Fonte: Fotografia do autor, 2018.

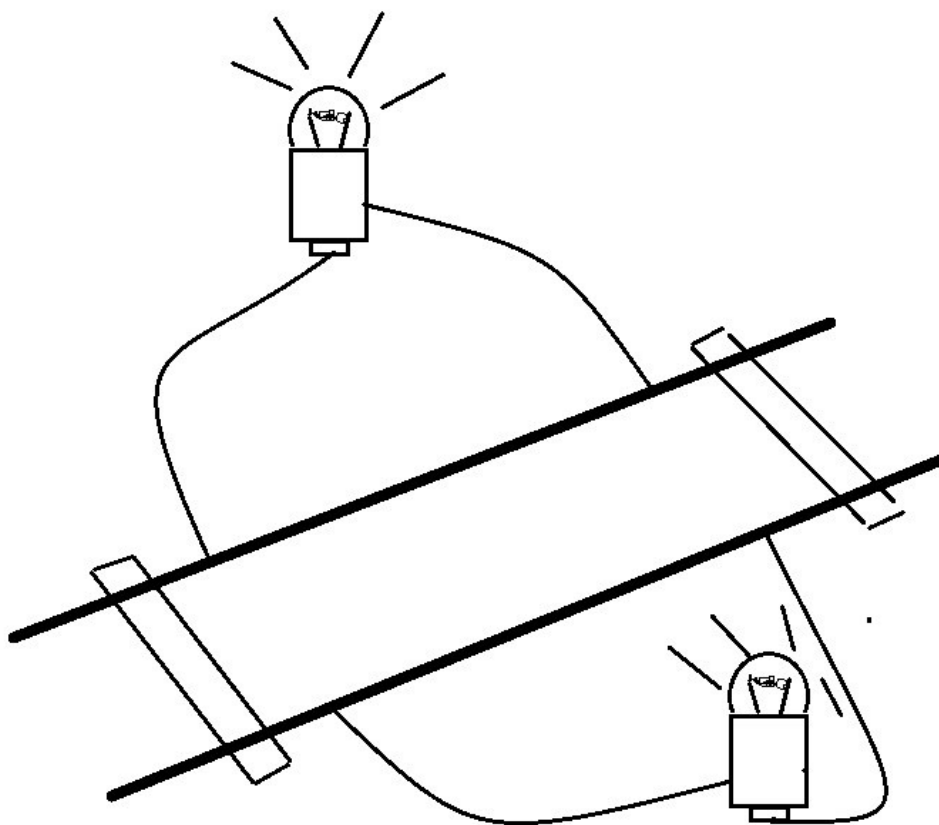
Em alguns casos, quando o secundário do sintonizador está sintonizado em série, pequenos desequilíbrios nas correntes da linha podem ser corrigidos ajustando $CV1$ e $CV2$ de maneira que eles fiquem com valores de capacitância individuais diferentes. O valor total continuará o necessário para manter a ressonância.

A Figura 69 mostra como as medidas de equilíbrio da linha foram feitas assim como a disposição dos transmissores e transceptores da estação de radioamador *PP5BMS* utilizados para excitar o sistema Levy durante os testes.

Uma alternativa de verificar o equilíbrio das correntes na entrada da linha, caso não haja instrumentos sofisticados disponíveis, é utilizar duas pequenas lâmpadas incandescentes de lanterna tipo 1,50 V / 0,05 A, por exemplo. Essas lâmpadas são ligadas em paralelo com uma seção de cada um dos condutores da linha, formando um divisor de corrente. Ajustando a posição da ligação, é possível controlar o brilho das lâmpadas. Se as duas lâmpadas forem iguais, e ambas apresentarem o mesmo brilho relativo, então é uma boa indicação de que pelo

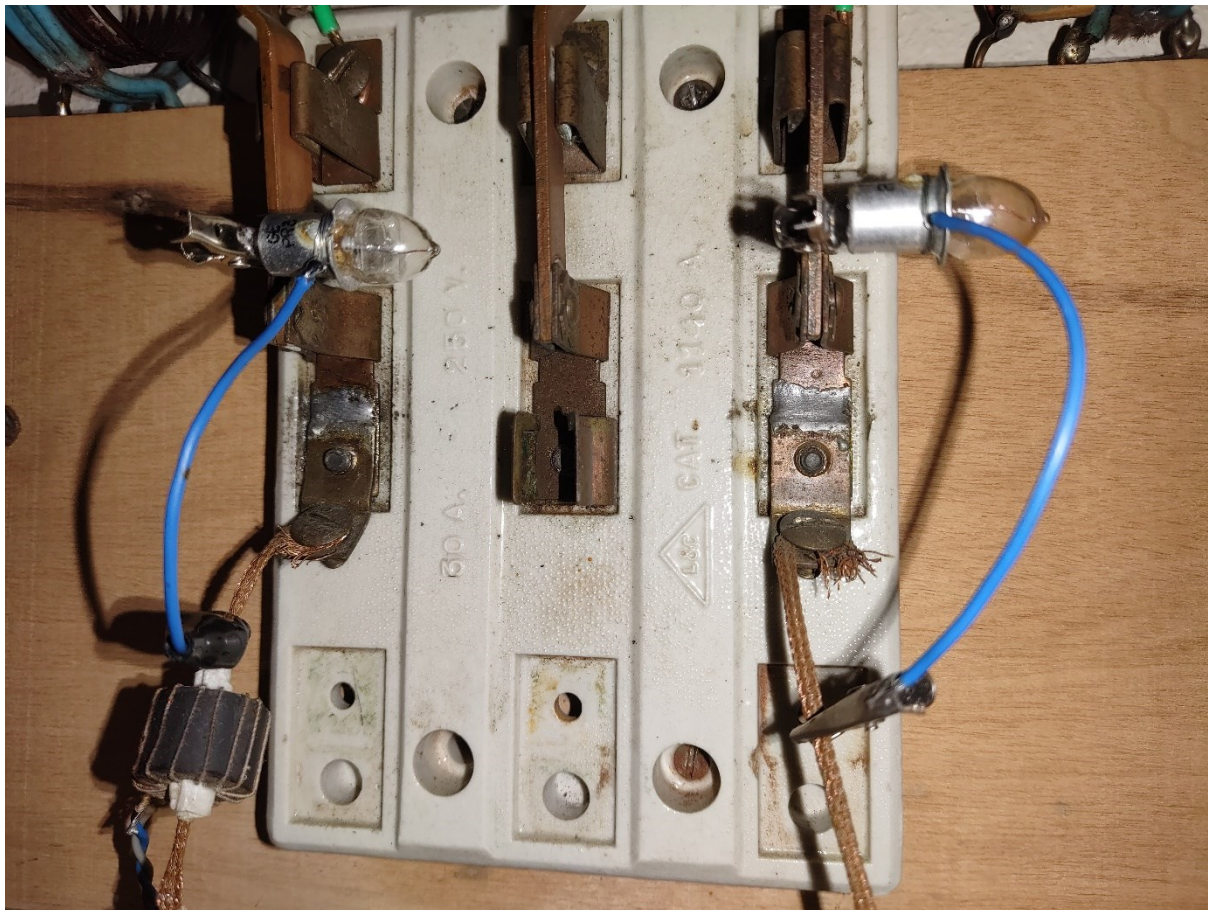
menos a amplitude das correntes na linha está equilibrada. Na Figura 70 está uma ilustração do procedimento e na Figura 71 uma fotografia.

Figura 70- Modo de ligação de lâmpadas para indicação relativa de equilíbrio na linha.



Fonte: Desenho do autor, 2023.

Figura 71- Fotografia de duas lâmpadas ligadas em paralelo com seções de cada condutor da linha bifilar.



Fonte: Fotografia do autor, 2023.

As lâmpadas acabam sendo úteis para indicar o ponto correto de sintonia. Quando a sintonia estiver correta, além de as lâmpadas se iluminarem igualmente, o brilho será máximo, indicando que a corrente na linha é máxima.

4 CONCLUSÃO

Ficou explícito que a antena Levy descrita no artigo de Calabro (1971) é na verdade um sistema composto de vários elementos. A revisão teórica feita no início do trabalho permitiu compreender as características particulares de funcionamento da linha de transmissão de dois condutores paralelos, dos irradiadores filamentosos do tipo dipolo e do acoplamento indutivo.

Os parâmetros distribuídos da linha bifilar dependem das características construtivas e do arranjo geométrico dos condutores. Quando o dielétrico predominante é o ar, os valores de G acabam sendo extremamente baixos e R também pode ser mantido baixo através da escolha certa do material e diâmetro dos condutores. A teoria indica que os parâmetros distribuídos variam com a frequência, resultando em uma impedância característica Z_0 também dependente de f . Porém, a variação dentro da faixa de 3 a 30 MHz é pequena, e assumir os parâmetros como constantes não seria um problema.

A principal vantagem de uma linha de transmissão bifilar aberta com dielétrico de ar é que suas perdas são extremamente baixas. A atenuação é muito pequena em comparação com uma linha coaxial. Para a linha bifilar do tipo empregado no sistema Levy, a assunção das equações para linhas sem perdas é plausível.

Durante as análises e simulações, ficou clara e justificada a necessidade de a linha de transmissão ser do tipo bifilar. A operação multibanda do elemento dipolo resulta em uma impedância de entrada no centro do dipolo que varia amplamente tanto em magnitude como natureza das componentes reativas e resistivas. Isso resulta em uma ampla variação na SWR presente na linha de transmissão. Ficou claro pelos gráficos apresentados que a utilização da linha bifilar com impedância característica Z_0 da ordem de 450 ohms a 600 ohms reduz essa variação. Além disso, a atenuação total da linha bifilar em decorrência da presença de ondas estacionárias é muito menor em comparação com a linha coaxial de 50 ohms.

As desvantagens do emprego da linha bifilar residem primeiramente nos cuidados necessários na sua disposição e trajeto. Deve-se evitar a proximidade com grandes estruturas metálicas para evitar desequilíbrio nas correntes, o que geraria irradiação indesejada. São linhas que estão sujeitas à captação de ruídos externos, pois não contam com blindagem eletrostática igual à das linhas coaxiais. Além disso, sua utilização demanda que sejam fabricadas. De fato, linhas bifilares com dielétrico de ar e impedâncias características da ordem de 450 ohms a 600 ohms não estão disponíveis comercialmente e, portanto, terão de ser fabricadas pelo

radioamador. Entretanto, isso não é algo dificultoso. Não recomendamos a utilização de linhas paralela de 300 ohms do tipo de fita usadas em sistemas de televisão. Primeiro porque estas já são difíceis de encontrar no mercado e, segundo, porque suas perdas totais serão muito altas na presença de *SWR* elevada.

Em relação ao elemento irradiante dipolo, a teoria permitiu concluir que o dipolo utilizado no sistema Levy é do tipo linear. As simulações mostraram que o desempenho do irradiador é muito melhor quando ele é feito ressonante e possui pelo menos $l = \lambda/2$ na menor frequência de operação. As medições práticas demonstraram que se l for menor do que $\lambda/2$, ainda assim é possível obter bons resultados de irradiação, pois a impedância real no ponto de alimentação do dipolo será maior do que o valor teórico previsto. É evidente que, se o espaço permitir, l deve ser o maior possível.

As simulações mostraram que a hipótese teórica da distribuição senoidal de correntes no dipolo linear é muito próxima da realidade. A única alteração significativa é que, alimentando o dipolo em um nodo de corrente, a corrente não será nula, conforme o previsto, uma vez que isso resultaria em não transferir potência alguma ao irradiador.

A construção do dipolo linear empregado no sistema estudado não é complicada, porém demanda atenção na qualidade dos isoladores e nos aspectos de segurança, pois as pontas do dipolo apresentam potenciais de tensão elevados.

Considerar a parte irradiante (dipolo) como uma continuação da linha de transmissão bifilar é plausível, uma vez que a distribuição das correntes no conjunto demonstrou ser contínua. Isso permite uma forma de estimar de forma aproximada o tipo de sintonia necessária na entrada da linha de transmissão desenhando a distribuição senoidal de corrente em um condutor de comprimento total $A + B$, conforme pode ser visto no artigo original de Calabro (1971), no Anexo I.

Em relação ao acoplador ou sintonizador indutivo, sua aplicação é fundamental para o desempenho do sistema Levy. Sem ele seria impossível alimentar o conjunto linha de transmissão e dipolo de forma eficiente. A revisão teórica sobre o acoplamento indutivo foi completa e forneceu condições de estimar os valores dos componentes discretos empregados no sintonizador. Os valores teóricos dos componentes ficaram bem próximos dos valores realmente utilizados e ajustados de forma experimental no protótipo. Como dito na seção sobre ajustes do sintonizador, sempre serão necessários ajustes nos valores dos componentes, pois nem todas as possíveis variáveis são levadas em consideração nos cálculos. A intenção é prover

o radioamador de meios para estimar de forma prática os valores dos componentes necessários ao seu sistema Levy particular. Os detalhes construtivos do acoplador empregado pelo autor são recomendações. Cada um pode construí-lo de uma forma diferente e ainda assim obter os mesmos resultados. O protótipo apresentado permite ajuste rápido e prático para as cinco faixas de frequências para as quais foi projetado. Apesar de nosso protótipo não empregar o capacitor variável *CV3* no primário das bobinas, sua utilização facilita em muito o ajuste do sistema, e permite um melhor casamento de impedâncias dentro das bandas utilizadas.

Ficou claro pelas simulações que, independentemente do uso do sintonizador, na linha de transmissão bifilar irá existir ondas estacionárias devido ao descasamento de impedâncias entre o dipolo linear e a linha. Absolutamente nada que se possa fazer na entrada da linha bifilar irá melhorar o casamento de impedâncias no ponto de conexão da linha com o dipolo. Isso significa que ao ajustar o sintonizador para uma *SWR* unitária, estará garantida a transferência de potência entre o TX e a entrada da linha bifilar, porém isso não significa que toda essa potência será absorvida pelo dipolo. Isso fica claro nos cálculos da percentagem de potência refletida na Tabela 11.

Não é possível compensar de forma prática esse descasamento entre linha e dipolo. Qualquer tentativa desse tipo seria válida somente para uma das faixas de operação. Isso é um ponto negativo em decorrência da operação multibanda.

Para operação em uma única faixa, a utilização de outros sistemas de antena é recomendada. Um simples elemento irradiante dipolo com $l = \lambda/2$ alimentado com cabo coaxial de 50 ohms de boa qualidade pode ser ajustado para um casamento quase perfeito e, como já mencionado, praticamente toda a energia que entrar na linha coaxial será entregue ao dipolo. Para operação multibanda o sistema Levy apresenta um rendimento da ordem de 50%.

Ainda em relação ao sintonizador, foi explicado a forma de ajustar seu funcionamento utilizando um indicador de *SWR* de fabricação caseira. Esse indicador é o único instrumento indispensável para o ajuste do sistema. Claro que os que dispuserem de outros instrumentos, tais como osciloscópio e *VNA*, poderão certificar o adequado funcionamento do sistema Levy.

A própria natureza dos temas envolvidos no estudo do sistema irradiante multibanda Levy deixa claro a possibilidade de aperfeiçoar e expandir as análises feitas neste trabalho. Teste práticos com linhas bifilares com impedâncias características Z_0 diferentes da empregada podem ser feitos e o resultados comparados. Topologias e formas construtivas do sintonizador podem ser testadas, por exemplo, utilizando um link variável onde a posição relativa de *LI* e

$L2$ possa ser modificada. Ou $L2$ com dotada de derivações ajustáveis que permitam a variação da relação LC do secundário bem como efeito de autotransformador para pré-compensar impedâncias ZL muito reativas. Também, a construção de outros dispositivos indicadores de corrente relativa na linha. Em resumo, são muitas as possibilidades de melhoria possíveis de serem feitas neste trabalho.

O autor espera que esse trabalho seja de utilidade para os colegas radioamadores que desejarem entender e implementar o sistema irradiante Levy.

REFERÊNCIAS

- ABDOLKHANI, Ali. **Fundamentals of Inductively Coupled Wireless Power Transfer Systems**. 2016. Disponível em: <https://www.intechopen.com/chapters/50520>. Acesso em: 23 jul. 2023.
- ARRL (Connecticut). **THE ARRL ANTENNA BOOK**. 18. ed. Newington: Arrl, 1997. 844 p.
- ARRL (Connecticut). **The Radio Amateur's Handbook**. 36. ed. Newington: Arrl, 1959. 580 p.
- ARRL (Connecticut). **The Radio Amateur's Handbook**. 53. ed. Newington: Arrl, 1976. 664 p.
- ARRL (Connecticut). **The Radio Amateur's Handbook**. 58. ed. Newington: Arrl, 1981.
- ARRL (Newington). **The Radio Amateur's Handbook: manual de radio para el aficionado**. 26. ed. Buenos Aires: Arbó, 1969. 627 p.
- BALANIS, Constantine A.. **ANTENNA THEORY: analysis and design**. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2005. 1050 p.
- BRAGA, Newton C.. **Medida em transmissores (TEL012)**. 2010. Disponível em: <https://www.newtoncbraga.com.br/index.php/telecomunicacoes/1715-tel012.html?highlight=WyJzd3liXQ==>. Acesso em: 23 jul. 2023.
- BRASIL. ANATEL. . **RADIOAMADORISMO**. 2015. Disponível em: <https://www.gov.br/anatel/pt-br/regulado/outorga/radioamador-e-radio-cidadao/radioamador>. Acesso em: 23 jul. 2023.
- BRASIL. ANATEL. . **Resolução nº 697, de 28 de agosto de 2018**. 2018. Disponível em: <https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2018/1157-resolucao-697>. Acesso em: 22 mar. 2022.
- CALABRÓ, Felipe. A Velha, Gloriosa e Eficiente Antena Levy. **Eletrônica Popular**, [s. l], v. 31, n. 2, p. 196-198, set. 1971. Bimestral.
- CEBIK, L. B.. **Link-Coupled Antenna Tuners: A Tutorial**. 1997. Disponível em: <http://www.antentop.org/w4rnl.001/link0.html>. Acesso em: 23 jul. 2023.
- CHROMA SYSTEMS SOLUTIONS (Usa). **Series & Parallel Impedance Parameters and Equivalent Circuits: application note**. Application Note. Disponível em: <https://assets.testequity.com/te1/Documents/pdf/series-parallel-impedance-parameters-an.pdf>. Acesso em: 23 jul. 2023.

DEGEN, Christoph. **Inductive coupling for wireless power transfer and near-field communication**. 2021. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. Disponível em: <https://doi.org/10.1186/s13638-021-01994-4>. Acesso em: 23 jul. 2023.

EDITORS AND ENGINEERS (California) (ed.). **THE RADIO HANDBOOK**. 15. ed. Summerland: Editors And Engineers, 1959. 797 p. Edited by William I. Orr, W6SAI.

EDITORS AND ENGINEERS (California) (ed.). **THE RADIO HANDBOOK**. 10. ed. Los Angeles: Editors And Engineers, 1946. 704 p.

GRAMMER, George. **A COURSE IN RADIO FUNDAMENTALS**. Newington: Arrl, 1972. 180 p.

JASIN, S. **Analytical Comparison on Inductive Wireless Power Transfer System for Biomedical Devices**. *Engineering and Technology Journal*, 2018; 36(6A): 612-619.

JOHN F RIDER PUBLISHER INC (Ney York). **R-F TRANSMISSION LINES**. Ney York: John F. Rider Publisher, Inc, 1956. 63 p. Edited by Alexander Schure.

JONES, Frank C. **Jones Antenna Handbook**. San Francisco: Pacific Radio Publishing Company, Inc., 1937. 64 p.

KRAUS, John D.. **ANTENAS**. Rio de Janeiro: Guanabara Dois S.A., 1983. 516 p. Tradução de Paulo Antônio Mariotto.

KRAUS, John D.; CARVER, Keith R.. **ELECTROMAGNETICS**. 2. ed. Tokyo: McGraw-Hill International Book Company, 1981. 828 p.

NANOVNA. **About NanoVNA**. 2023. Disponível em: <https://nanovna.com/%2005/07/2023/>. Acesso em: 23 jul. 2023.

PIAT, R.; BRAULT, R.. **Las Antenas**. 3. ed. Navalcarnero: Paraninfo, 1998. 463 p. Tradução de Jaime Masfarre Martínez.

RADIO (California). **THE RADIO ANTENNA HANDBOOK**. Los Angeles: Radio, Ltd., 1936. 80 p.

RAMO, Simon; WHINNERY, John R; VAN DUZER, Theodore. **FIELDS AND WAVES IN COMMUNICATION ELECTRONICS**. 3. ed. California: John Wiley & Sons, Inc., 1994. 844 p.

SADIKU, Matthew N. O.. **Elements of electromagnetics**. New York: Oxford University Press, 2001. 765 p.

SHURE, Alexander (ed.). **IMPEDANCE MATCHING**. New York: John F. Rider Publisher, Inc, 1958. 119 p.

SMITH, F. Langford (ed.). **RADIOTRON DESIGNER'S HANDBOOK**. 4. ed. Harrison: Amalgamated Wireless Valve Company Pty., Ltd., 1953. 1498 p.

TERMAN, Frederick Emmons. **RADIO ENGINEER'S HANDBOOK**. Usa: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1943. 1019 p.

ANEXO I – Artigo Eletrônica Popular 1971

CO-RADIOAMADORES CO-RADIOAMADORES CO-RADIOAMADORES CO-RADIOAMADORES CO-RADIOAMADORES



Por
FELIPE CALABRÓ, IT1CFG
 (Especial para ELETRÔNICA POPULAR)

Se deseja alta eficiência em tôdas as faixas, esta é a antena recomendada. Trata-se de uma variedade da velha Zeppelin, empregando alimentação no centro.

INTRODUÇÃO

HOJE em dia quase todos pensam em usar, na própria estação, antenas direcionais de alto ganho. Há os que optam pela construção caseira das mesmas e os que preferem comprar antenas de produção comercial; é louvável a boa intenção dos primeiros. Todavia, desejamos pôr em evidência que a construção e o ajuste de uma antena direcional de 3 ou mais elementos não é coisa fácil; é necessário possuir muita experiência e um mínimo de instrumentos (ponte para R.F., medidor de R.O.E., etc.). É necessário, também, considerar o preço da antena e do rotor. Além disso, a antena direcional não é muito indicada para dar uma rápida "visão panorâmica" da faixa. Pode acontecer que a gente perca um bom DX porque a antena, naquele momento, está dirigida em sentido oposto à proveniência do sinal. Note-se, também, que a construção caseira de uma direcional multibanda é coisa complicada; do ajuste, então, nem é bom falar! Com isto não queremos diminuir as incontestáveis vantagens que pode proporcionar uma antena direcional bem construída e perfeitamente ajustada.

ANTENAS MULTIBANDA

Considerando as dificuldades de ordem prática que o radioarrador encontra quando deve instalar a própria antena é conveniente que uma só sirva para "sair" em tôdas as faixas. Sômente dois tipos de antena são ca-

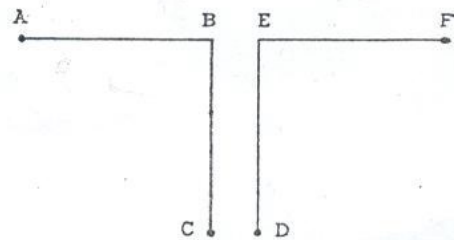


FIG. 1 — Configuração da Antena Levy.

pazes de satisfazer plenamente a esta condição: a antena Zeppelin e a antena Levy (*). A segunda possui características superiores às da outra. Os outros tipos de antena, "ditas multibanda", não são exatamente tais. É o caso, por exemplo, da Hertz-Windom, que pode funcionar em 80-40-20 e 10 m, mas não em 15 m.

A ANTENA LEVY

Compõe-se esta antena de uma parte irradiante AB, EF (Fig. 1) e de uma linha de transmissão do tipo ressonante BC, ED que não irradia dada a proximidade dos dois condutores e da fase da corrente que percorre os mesmos.

Para se ter uma idéia exata do funcionamento da antena Levy, é suficiente imaginar

(*) A antena que os europeus chamam "Levy", também é chamada nas Américas de "Zeppelin alimentada no centro". (N.R.)

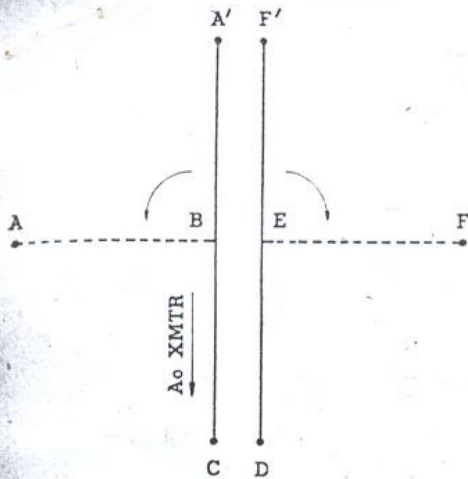


FIG. 2 — A antena Levy pode ser equiparada a uma linha de transmissão com condutores paralelos, cuja metade tenha sido dobrada em ângulos retos, como está indicado nas linhas ponteadas.

uma linha constituída por dois fios paralelos, como está representada na Fig. 2. Escolhem-se as dimensões por meio dos gráficos da Fig. 3 para inscrever as ondas estacionárias que desejarmos. Os dois fios A'C e F'D

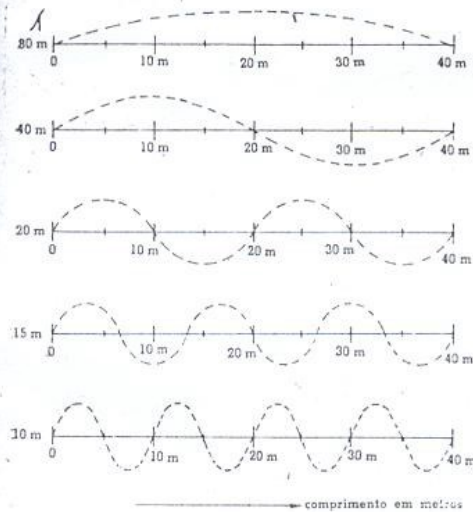


FIG. 3 — Gráfico da distribuição de corrente ao longo de uma antena Levy de acordo com o comprimento do trecho A-B-C da antena (Fig. 1) e a faixa de trabalho. No caso da Fig. 4, em que o trecho A-B-C tem pouco mais de 20 metros, pode-se notar que o ponto de início da linha de transmissão (ponto C, ou seja a 20 metros do extremo A) corresponde a um nodo de corrente em todas as faixas, com a única exceção da de 80 metros, onde temos um ventre de corrente. Este gráfico é útil para determinar o modo de ligação dos capacitores variáveis de acoplador de antena, conforme descrito no texto.

anulam mutuamente seus efeitos e a linha não irradia. Imaginemos, agora, que sejam dobradas, lateralmente, as extremidades da linha segundo o traçado ABEF; esta parte "aberta" irradiará energia a R.F., e tanto melhor quanto maior for seu comprimento. Logo, contrariamente a quantos muitos dizem, não é necessário se preocupar com o que haja em B e E em matéria de ondas estacionárias.

A experiência prática demonstra que o rendimento começa a diminuir quando AF for menor que $\lambda/4$. Note-se que quaisquer que sejam as dimensões dadas à parte irradiante e à linha de transmissão as ondas estacionárias ao longo de ABC e FED serão sempre simétricas. Além disso, se mudarmos a frequência, a simetria permanece.

Estas vantagens devem ser consideradas no seu justo valor, pois são elas que fazem da antena Levy um conjunto irradiante de qualidades incomparáveis na sua categoria. Portanto, se as condições particulares permitirem a instalação de uma antena alimentada no centro, é suficiente estender as duas metades AB e EF compativelmente com o espaço disponível.

Conhecendo o comprimento BC da linha de alimentação, é suficiente somar $AB + BC$ e transferir este comprimento sobre o gráfico da Fig. 3. Assim, imediatamente poderemos saber o que haverá em CD no que se refere às ondas estacionárias em relação a cada faixa.

Uma fórmula que permite calcular a parte irradiante $AB + EF$ é a seguinte: $l = \frac{143}{F}$; na qual "l" é o comprimento de $AB + EF$ em metros e F é a frequência em MHz.

A MINHA LEVY

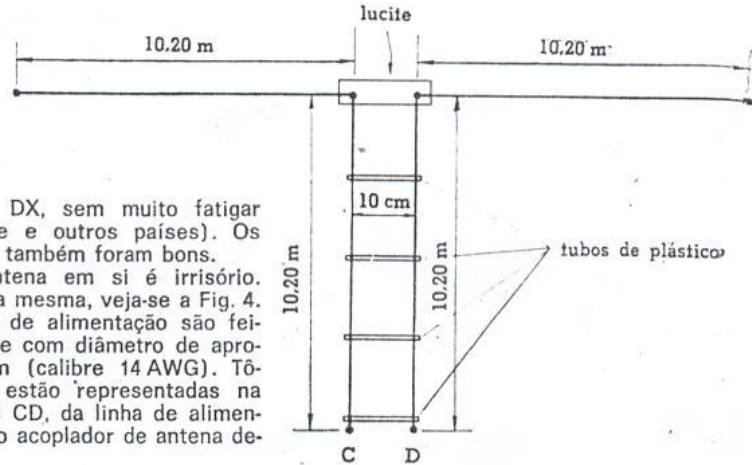
Durante o tempo em que eu estava à espera do meu prefixo, andei pensando no tipo de antena que poderia usar: dipolos, Hertz-Windom, direcionais, ground-plane, etc. A escolha, inicialmente muito ampla; restringia-se cada vez mais, pois era minha intenção sair logo em 40, 20, 15 e 10 m; portanto, era necessário usar uma antena multibanda.

Durante um "bate-papo" com o amigo IT1OT, Rafael, relembramos os bons tempos dos anos 50, quando ainda havia alguma frequência livre... A conversa ampliou-se e tocamos no item "antenas".

Foi assim que veio à tona o bom desempenho da sua Levy. Eu conhecia perfeitamente a antena, porque fui durante muitos anos "esparadrapo" do IT1OT. Montei a antena e, naturalmente, no mesmo dia em que recebi o indicativo "mandei brasa" nas minhas duas 6146; saí em 40 m e os resultados foram bons. Em seguida passei para os 15 m e con-

CQ - RADIOAMADORES CQ - RADIOAMADORES CQ - RADIOAMADORES CQ - RADIOAMADORES CQ - RADIOAMADORES

FIG. 4 — Dimensões e tipo de construção de uma Levy trabalhando em todas as faixas de amador de 80 a 10 metros.



seguí fazer alguns DX, sem muito fadiga (Brasil, Moçambique e outros países). Os resultados nos 20 m também foram bons.

O preço da antena em si é irrisório. Para a construção da mesma, veja-se a Fig. 4. A antena e a linha de alimentação são feitas com fio de cobre com diâmetro de aproximadamente 1,6 mm (calibre 14 AWG). Todas as dimensões estão representadas na Fig. 4. Os terminais CD, da linha de alimentação, vão ligados ao acoplador de antena de-

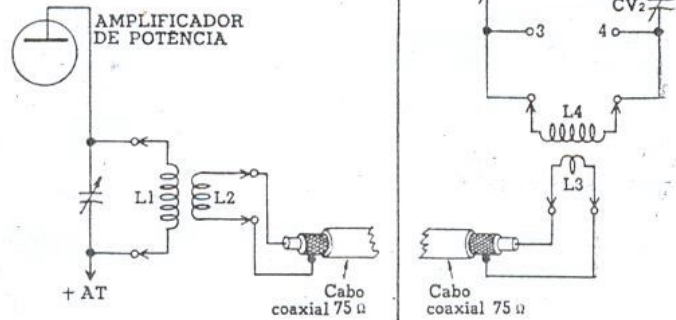


FIG. 5 — A antena "Levy" requer um acoplador de antena (direita), cujos valores são dados abaixo. A saída de R.F. do transmissor (esquerda) é transferida indutivamente ao cabo coaxial que interliga o acoplador ao XMTR. Vejam-se na Fig. 6 os modos de ligação da antena.

VALORES DOS ELEMENTOS

CV1, CV2 — Capacitores variáveis de 100 pF. Sua tensão de trabalho deverá, para modulação em alto nível, ser de, no mínimo, o dobro da tensão anódica do estágio de potência de R.F.

L2 — Duas ou três espiras acopladas no extremo "frio" de L1. Fio com 1,5 mm de diâmetro (calibre 14 AWG).

L3 — 3 espiras acopladas ao centro de L4; fio calibre 14 AWG (diâmetro 1,5 mm), com revestimento plástico.

L4 — Bobina intercambiável, de acordo com a faixa:

80 metros — 6 cm de diâmetro, 10 cm de comprimento; fio esmaltado calibre 14 AWG (1,5 mm de diâmetro); 30 espiras.

40 metros — como para 80 m, porém com 16 espiras.

20 metros — Idem, com 10 espiras.

15 metros — Idem, com 6 espiras.

10 metros — Idem, com 3 espiras.

senhado na Fig. 5. A disposição da Fig. 6 permite ligar os capacitores CV1-CV2 das seguintes maneiras:

- 1.º) Em série com a linha de alimentação, como na Fig. 6-A;
- 2.º) em paralelo com a linha, mas com baixo valor capacitivo, porque CV1 e CV2 estão ligados em série entre si, como na Fig. 6-B;
- 3.º) em paralelo com a linha, mas com alto valor capacitivo, porque CV1 e CV2 es-

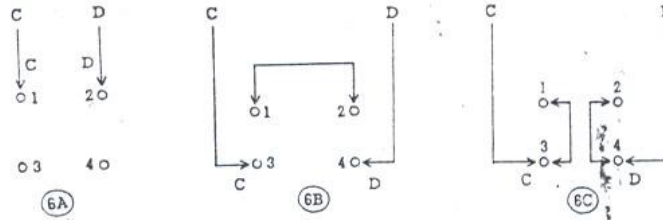
tão ligados em paralelo entre si, como na Fig. 6-C.

No caso de nossa antena, para as faixas de 40, 20, 15 e 10 m, deixamos o acoplador sempre na posição representada na Fig. 6-B.

OPERAÇÕES

- 1.º) Escolher e ligar a bobina L3-L4 conforme a faixa;
- 2.º) ligar a antena ao receptor ou ao relé transmissão-recepção e sintonizar os ca-

FIG. 6 — Três modos de ligação do acoplador. Em A, os capacitores estão em série com a antena; em B, capacitores em paralelo com a antena, mas com baixo valor capacitivo; em C, capacitores em paralelo, com alta capacitância. Os terminais indicados "C" e "D" correspondem aos extremos da linha de alimentação da antena.



- pacitores CV1 e CV2 para a máxima sensibilidade em recepção;
- 3.º) passar para transmissão e sintonizar o capacitor do tanque para a mínima leitura no miliamperímetro que mede a corrente anódica da válvula final de R.F.;
 - 4.º) ajustar CV1 e CV2 para a máxima leitura no miliamperímetro e retocar o capacitor do tanque, se for necessário. Se a carga representada pela antena for excessiva, distanciar L2 de L1 e repetir os ajustes. Se a carga for pouca, aproximar L2 de L1 e repetir os ajustes.

Em lugar de usar bobinas intercambiáveis em L3-L4, pode-se usar uma única bobina (para 80 m) e curto-circuitar as espiras que não se usam, nas relativas faixas, por meio de uma chave seletora de 2 pólos, 5 posições (*).

A ligação dos capacitores CV1 e CV2 em série com a linha de alimentação, como se vê na Fig. 6-A, usa-se quando nos pontos CD da linha de alimentação houver um ventre de corrente; coisa que acontece, no nosso caso, na faixa dos 80 m. Para verificar a condição nos pontos C-D, sobrepor o comprimento ABC da Fig. 1 ou Fig. 2 no gráfico de E.F.

A bobina L3-L4 deve ser enrolada sem suporte, usando unicamente três tiras de lucite, com tantos furos quantas forem as espiras.

CONSTRUÇÃO DA ANTENA

Usar fio de cobre com diâmetro de, aproximadamente, 1,6 mm; pode-se usar fio esmaltado calibre 14 AWG. Os separadores para a linha de alimentação foram feitos com tubo de plástico com diâmetro de 1 cm.

Considerando-se que na linha de alimentação a R.O.E. é muito alta, decidimos melhorar o isolamento dos espaçadores. Para tanto, procedemos da seguinte maneira: em cada extremo dos tubos de plástico fizemos um furo com diâmetro adequado para poder introduzir no mesmo um pedaço de isolante obtido de um pedaço de cabo coaxial para TV. Em seguida, introduzimos o fio da linha de alimentação dentro do furo do isolante (ver Fig. 7).

DESEMPENHO

A antena, é claro, não é milagrosa. Possui, todavia, uma qualidade única: é 100% eficaz, em todas as faixas.

CONSTRUÇÃO DO ACOPLADOR

O painel frontal do acoplador deve ser de material isolante: lucite ou baquelita. É conveniente colocar o acoplador dentro de uma caixa metálica. O acoplador constitui, também, um razoável filtro anti-TVI.

(*) Mas isto ocasionará perdas, principalmente nas faixas de frequência mais elevada. (N.R.)

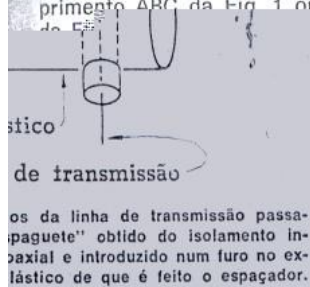


FIG. 7 — Os espaçadores são feitos com tubo de plástico e introduzido num furo no elastico de que é feito o espaçador.

RADIOAMADORES * CQ - RADIOAMADORES * CQ - RADIOAMADORES

RADIOAMADORES:

SEMPRE OS MELHORES
EQUIPAMENTOS É COM

ARNALDO MEIRELLES
(PY2FC)

35 ANOS DE EXPERIÊNCIA
A SERVIÇO DOS COLEGAS

- APARELHOS NOVOS E USADOS
- O MAIOR REVENDEDOR "YAESU"

RUA MAUÁ, 574 — FONE 227-3558
C.E.P. 01000 — SÃO PAULO, SP

o Brasil, Moçambique, Finlândia, etc. em dias de propagação razoável.

Todos os QSO foram feitos em AM, com potência de entrada de 150 W, em 15, 20 e 40 m. O preço da antena é baixíssimo e a relação "desempenho/preço" é muito elevada...

Nestes tempos de direcionais de alto ganho e... alto custo, vale a pena experimentar esta veterana antena! © (OR 685)

OBRAS CONSULTADAS

- Gal. Amaro S. Bittencourt — "Antenas, linhas de transmissão, sistemas de acoplamento" — Antenna Empresa Jornalística S.A. — Rio de Janeiro.
- C. Guilbert (F3LG) — "Technique de l'emission reception sur ondes courtes" — S.E.R. — Paris.
- C. Guilbert (F3LG) — "La pratique des antennes" — S.E.R. — Paris.
- Simonini-Bellini — "Le antenne" — Il Rostro — Milano.

Só é Radioamador 100%
quem paga em dia seus QSL.
Dê o bom exemplo!

EDIÇÕES "ARBÓ"

(em espanhol)

001 — ARRL — The Radio Amateur's Handbook — Última edição (1969) em espanhol. Cr\$ 45,00 *

009 — RCA — Valvulas de Recepcion Manual RC-27 — Características, aplicações, circuitos típicos para montagem de aparelhos e demais informações sobre válvulas de recepção para rádio e TV da série RCA. Cr\$ 22,00 *

013 — Philips — Manual de Valvulas Miniwatt — Características das válvulas Miniwatt de rádio-recepção, áudio e TV; aplicações, circuitos e esquemas típicos. Cr\$ 32,00 *

015 — Arbó — Guia Rádio — Última edição (nº 41) contendo nomes e endereços dos Radioamadores de todos os países da América Latina. Oferta especial: Preço líquido para Radioamadores. Cr\$ 32,00 *

018 — Everitt — Ingenieria de Comunicaciones — Livro fundamental para o estudo da engenharia de telecomunicações, notadamente a análise e a síntese das redes lineares, bem como sistemas de modulação e transformação de transitórios. Cr\$ 45,00 *

291 — Font — Arme su Primer Televisor — Livro prático para montadores de TV, descrevendo os componentes e a realização prática de um receptor típico de televisão, com esquemas simbólicos e chapeados. Cr\$ 18,00 *

393 — Terman — Ingenieria Electronica y de Radio — Obra consagrada, p/engenheiros eletrônicos e técnicos adiantados, sobre análise e cálculo dos circuitos de rádio e eletrônica. Cr\$ 63,00 *

405 — RCA — Manual de Transistores — Características, inclusive curvas de semicondutores RCA. Circuitos práticos, equivalências, explicações fundamentais. Cr\$ 32,00 *

514 — Terman & Petit — Mediciones Electronicas — Livro p/Engenheiros e técnicos adiantados, especialmente dedicado à técnica de medidas na moderna eletrônica. Cr\$ 40,00 *

840 — Stacy — Electronica Biologica y Medica — Manual prático sobre equipamentos eletrônicos para consultórios médicos e laboratórios de análises, sua escolha, instalação e diagnóstico de defeitos. Cr\$ 18,00 *

1040 — Hooton — Antenas para Radioaficionados — Monografia prática sobre antenas p/radioamadores: fundamentos, escolha, projeto, construção e ajuste. Cr\$ 31,00 *

1146 — RCA — Circuitos Integrados Lineales IC-42 — O que são, como se utilizam e quais as características dos circuitos integrados; 160 esquemas de aplicações práticas. Cr\$ 36,00 *

* Preços sujeitos a alteração.

(Instruções e Fórmula de Pedidos na primeira página desta revista)

LOJAS DO LIVRO ELETRÔNICO
RIO DE JANEIRO | SÃO PAULO
Av. Mal. Floriano, 248 | Rua Vitorino, 373/323
Recambios: Caixa Postal 1131-20-00 — Rio de Janeiro — GR