



TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**ESTUDO DAS ANTENAS E DA PROPAGAÇÃO
DO SINAL DA RÁDIO NACIONAL DA
AMAZÔNIA**

Israel Franke Silva

Paulo Henrique Duarte de Moura

Brasília, 23 julho de 2013.

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

ESTUDO DAS ANTENAS E DA PROPAGAÇÃO DO SINAL DA RÁDIO NACIONAL DA AMAZÔNIA

ISRAEL FRANKE SILVA
PAULO HENRIQUE DUARTE DE MOURA

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

Banca Examinadora

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

Prof. Lúcio Martins da Silva, UnB/ ENE (Examinador
Interno).

Ismar do Vale Junior, EBC (Orientador).

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por ter me capacitado chegar até aqui. Aos meus pais, Raimundo Fausto e Marinha Franke, pela força e incentivo durante o curso. A minha irmã pelo apoio e carinho. Ao professor Antônio José Martins, pela paciência, orientação e conselhos para elaboração deste trabalho. Ao pessoal da Empresa Brasileira de Comunicação (EBC), em especial ao engenheiro eletricista Ismar do Vale, pela oportunidade e orientação deste trabalho.

Israel Franke Silva

Agradeço ao apoio do professor Antônio José Martins pelo companheirismo e atenção ao longo deste trabalho, o auxílio do engenheiro Ismar do Vale disponibilizando vários de seus horários para visitas ao parque do Rodeador e esclarecer algumas dúvidas que surgiram.

Paulo Henrique Duarte de Moura

RESUMO

ESTUDO DAS ANTENAS E DA PROPAGAÇÃO DO SINAL DA RÁDIO NACIONAL DA AMAZÔNIA

Autores: Israel Franke Silva e Paulo Henrique Duarte de Moura

Orientador: Antônio José Martins Soares

Projeto Final de Graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, Julho de 2013.

O objetivo deste trabalho é analisar a área de cobertura do sinal da Rádio Nacional da Amazônia, transmitido por um conjunto de antenas localizado no Parque do Rodeador, no Distrito Federal. A emissora faz parte da Empresa Brasil de Comunicação (EBC) e transmite em ondas curtas (OC) para a região amazônica, com cobertura de mais da metade do território nacional. Nesse sentido, avaliam-se as principais características da região ionosférica e sua influência sobre a propagação da onda eletromagnética, em frequências de OC. A área de cobertura do sinal será determinada com o auxílio do aplicativo VOACAP. As antenas serão analisadas com o uso do *software* 4NEC2, que permite a determinação dos principais parâmetros associados a uma antena constituída de fios condutores. Será dada ênfase ao dipolo do tipo gaiola, que é a estrutura básica utilizada no conjunto de transmissão. Resultados serão apresentados para o diagrama de radiação e impedância de entrada da antena, bem como para área de cobertura, máxima frequência utilizável, relação sinal-ruído e intensidade do campo elétrico na recepção.

ABSTRACT

The aim of this study is to analyze the coverage area of the signal of Amazon National Radio, which is broadcast from a set of antennas located in Rodeador Park, in the Distrito Federal. The station is part of the Brazil Communication Company (EBC) and broadcasts on shortwave (SW) for the Amazon region, with coverage of more than half of the national territory. In this sense, will be evaluated the key features of the ionospheric region and its influence on the propagation of electromagnetic wave, in frequencies of SW. The signal coverage area will be determined with the aid of the VOACAP application. The antennas will be analyzed using the 4NEC2 software, which allows determination of the main parameters associated with an antenna constituted by conducting wires. Emphasis will be given to type “cage dipole”, that is the basic structure used in the transmission set. Results will be presented to the radiation diagram and input impedance of the antenna, as well as coverage area, maximum usable frequency, signal-to-noise ratio and electric field strength at the reception.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	1
2. PROPAGAÇÃO DE ONDAS CURTAS	4
2.1. Introdução	4
2.2. Propagação de ondas ionosféricas	4
2.2.1. A região ionosférica	5
2.2.2. Degradação do sinal na ionosfera.....	9
2.3. Distância de salto.....	11
2.4. Propagação da onda de superfície	13
2.5. Legislação sobre ondas curtas	15
3. ANTENAS	17
3.1. Introdução.....	17
3.1.1. A radiação a partir das equações de Maxwell	18
3.1.2. Parâmetros principais para análise de antenas.....	19
3.2. O método dos momentos e o programa 4NEC2.....	21
3.3. Dipolo do tipo gaiola	24
3.3.1. O dipolo cilíndrico.....	25
3.3.2. Comparação entre dipolo cilíndrico e do tipo gaiola.....	26
3.3.3. Avaliação dos resultados obtidos na comparação	32
3.4. Dipolo dobrado do tipo gaiola	32
3.4.1. Dipolo dobrado	32
3.4.2. Análise do dipolo dobrado do tipo gaiola.....	34
3.5. Conjuntos de antenas	35
3.6. Efeitos do solo	37
4. CONJUNTO DE DIPOLOS DE ONDAS CURTAS	40
4.1. Os subconjuntos de antenas C2 e C3.....	40
4.1.1. Linha de transmissão	44
4.1.2. Propagação	47
4.2. Os subconjuntos de antenas C1 e C4.....	52
4.2.1. Linha de transmissão	55
4.2.2. Propagação	56
5. CONCLUSÕES	61
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63

Apêndice A.....	64
A. 1 – Subconjunto C1.....	64
A. 2 – Subconjunto C3.....	67

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Diagrama unifilar do Parque do Rodeador.....	2
Figura 1.2 – Conjuntos de Dipolos C	3
Figura 2.1 – Camadas da ionosfera [4].....	7
Figura 2.2 – MUF com a variação do dia em diferentes distâncias.....	8
Figura 2.3 – Variação da MUF nas camadas E e F em função da latitude.....	10
Figura 2.4 – Eventos solares que afetam na propagação de ondas curtas.	11
Figura 2.5 – Valores geométricos para determinação da distância de salto para comunicação via ionosfera [1]	13
Figura 2.6 – Onda de Superfície.....	14
Figura 3.1 – Representação do fio condutor [7]	22
Figura 3.2 – Representação do dipolo tipo gaiola (com alimentação no centro)	24
Figura 3.3 – Diagrama de Diretividade (em dBi).....	26
Figura 3.4 – Geometria da gaiola de 6 fios.....	27
Figura 3.5 – Dimensões do dipolo tipo gaiola de 6 fios.....	27
Figura 3.6 – Comparação entre as resistências e as reatâncias do dipolo gaiola de 6 fios e seu equivalente cilíndrico.....	27
Figura 3.7 – Geometria da gaiola de 10 fios.....	29
Figura 3.8 – Comparação entre as resistências e as reatâncias do dipolo gaiola de 10 fios e seu equivalente cilíndrico.....	29
Figura 3.9 – Comparação entre as resistências considerando variação do raio interno dos condutores da gaiola.....	30
Figura 3.10 – Comparação entre as reatâncias considerando variação do raio interno dos condutores da gaiola.....	30
Figura 3.11 – Comparação entre os diagramas de diretividade do dipolo gaiola e seu equivalente (campo distante).....	31
Figura 3.12– Posicionamento do dipolo tipo gaiola e seu equivalente (4nec2)	31
Figura 3.13 – Dipolo dobrado	33
Figura 3.14 – Diagrama de radiação do dipolo dobrado 6.185 MHz em dB (campo distante)	33
Figura 3.15 – Estrutura do dipolo dobrado do tipo gaiola para 6.185 MHz.....	34
Figura 3.16 – Comparação entre o diagrama de radiação do dipolo dobrado e o do tipo gaiola (campo distante).....	35

Figura 3.17 – Conjunto de dipolos dobrados tipo gaiola.....	36
Figura 3.18 – Diagrama de radiação do conjunto de dipolos dobrados (campo distante)...	37
Figura 3.19 – Plano com relevo liso	38
Figura 3.20 – Plano com perfil irregular	38
Figura 3.21 – Efeito do solo no diagrama de radiação	39
Figura 4.1 – Cortina refletora	40
Figura 4.2 – Representação da estrutura completa	41
Figura 4.3 – Diagrama de radiação normalizado dos subconjuntos C2 e C3.....	42
Figura 4.4 – Resistência e reatância de entrada dos elementos do subconjuntos.....	43
Figura 4.5 – Linha de Transmissão bifiliar tipo gaiola e equivalente	45
Figura 4.6 – Linhas de transmissão que alimentam os subconjuntos C2 e C3.....	45
Figura 4.7 – Esquemático das linhas de transmissão para os subconjuntos C2 e C3.....	46
Figura 4.8 – Circuito equivalente dos subconjuntos C2 e C3.....	47
Figura 4.9 – Máxima frequência utilizável (MUF).	48
Figura 4.10 – Intensidade do campo.....	49
Figura 4.11 – SNR para a região do Brasil.....	50
Figura 4.12 – Altura virtual em função do tempo.	51
Figura 4.13 – Ângulo de radiação devido a variação do tempo.	51
Figura 4.14 – Dipolo dobrado dos subconjuntos C1 e C4.....	52
Figura 4.15 – Diagrama de radiação normalizado dos subconjuntos C1 e C4 (campo distante).	54
Figura 4.16 – Resistência e reatância de entrada dos elementos do subconjuntos (11 MHz).	55
Figura 4.17 – Esquemático das linhas de transmissão para os subconjuntos C1 e C4 em 11,78 MHz.....	56
Figura 4.18 – MUF	57
Figura 4.19 – Intensidade do campo.....	58
Figura 4.20 – SNR.....	59
Figura 4.21 – Altura virtual em função do tempo	59
Figura 4.22 – Angulo de radiação	60
Figura A.1 – MUF	65
Figura A.2 – Intensidade de campo	65
Figura A.3 – SNR.....	66
Figura A.4 – Altura virtual em função do tempo.....	66

Figura A.5 – Ângulo de radiação devido a variação do tempo	67
Figura A.6 – MUF	68
Figura A.7 – Intensidade de campo	68
Figura A.8 – SNR	69
Figura A.9 – Altura virtual em função do tempo.....	69
Figura A.10 – Angulo de radiação	70

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Camadas da ionosfera	7
Tabela 2.2 - Subfaixas da onda curta segundo a UIT.	15
Tabela 2.3 - Faixas atribuídas ao serviço de radiodifusão pela portaria n.º 25/1983.	16

LISTA DE SIGLAS

∇ – Operador diferencial

\mathbf{A} – Vetor potencial magnético

\mathbf{E} – Vetor intensidade de campo elétrico

\mathbf{H} – Vetor intensidade de campo magnético

\mathbf{J} – Vetor densidade de corrente elétrica

\mathbf{M} – Vetor densidade de corrente magnética

\mathbf{W}_{rad} – Vetor densidade de potência radiada

\mathbf{S} – Vetor de Poynting

\mathbf{A}^* – Representação para conjugado de um vetor \mathbf{A} qualquer

D – Diretividade

S – Razão de onda estacionária

ω – Frequência angular

ε – Permissividade elétrica

σ – Condutividade elétrica

μ – Permeabilidade magnética

\hat{y} – Admitividade

\hat{z} – Impeditividade

Φ – Potencial escalar elétrico

K – Constante de fase

r_{eq} – raio equivalente

Z_{in} – Impedância de entrada

Z_c – Impedância característica

Γ – Coeficiente de reflexão

1. INTRODUÇÃO

A Empresa Brasil de Comunicação (EBC), antiga Radiobrás, gerencia oito emissoras de rádio, que possuem como missão produzir, organizar e veicular programação radiofônica para públicos diversos, por meio de produção própria e independente, visando à garantia do direito à comunicação e a promoção da cidadania e da diversidade. Uma dessas emissoras é a Rádio Nacional da Amazônia, um canal de comunicação popular que fortalece o elo entre as comunidades da Amazônia, valorizando e divulgando a diversidade cultural da região. Inaugurada em 1 de setembro de 1977, essa emissora transmite em ondas curtas (OC) para a região amazônica, com cobertura de mais da metade do território nacional. Atinge, potencialmente, 60 milhões de habitantes, com um sinal que chega em toda a região norte, além de Maranhão, Piauí, Bahia, Minas Gerais, Mato Grosso, Goiás e outros estados [1].

O sinal da Rádio Nacional da Amazônia é transmitido por um conjunto de antenas localizado no Parque do Rodeador, no Distrito Federal. O Parque do Rodeador é o maior complexo de transmissores e antenas de radiodifusão em ondas médias (OM) e curtas da América Latina e o quinto maior do mundo em potência [1]. Além da Rádio Nacional da Amazônia, transmite o sinal da Rádio Nacional AM de Brasília para todo o Brasil, utilizando um monopólio que opera em OM. A Fig.1.1 ilustra de forma esquemática a estrutura do Parque Rodeador, que conta com uma subestação de energia elétrica, em 13,8 kV, responsável por toda alimentação dos equipamentos, e com uma central de transmissores em OM e OC. O conjunto C, composto por 4 subconjuntos de antenas (C1, C2, C3 e C4), é alimentado com uma potência de aproximadamente 150 kW. A Fig. 1.2 mostra uma imagem desse conjunto de antenas.

Os serviços de radiodifusão em OC empregam, em geral, a modulação de amplitude (AM). Isso se deve ao fato de a faixa de frequência do áudio transmitido ser muito estreita, por volta de 15 kHz, e também devido às imperfeições do canal de radiofrequência, que causa problemas de recepção. Porém, a faixa de OC tem a vantagem de propiciar a cobertura de grandes áreas com um único transmissor, sem uso de repetidores ou satélite.

O surgimento de novas mídias tem causado perda gradativa de audiência das rádios AM. A digitalização da radiodifusão sonora em OC é uma alternativa para torná-la mais competitiva e atrativa, porque possibilita a oferta de serviço com melhor qualidade. Esta melhora proporcionará bom aproveitamento de espectro disponível, redução da potência de

transmissão, aplicação de multimídia, como imagem, dados e informações no visor, e outros benefícios que contribuirão para a evolução do sistema de radiodifusão.

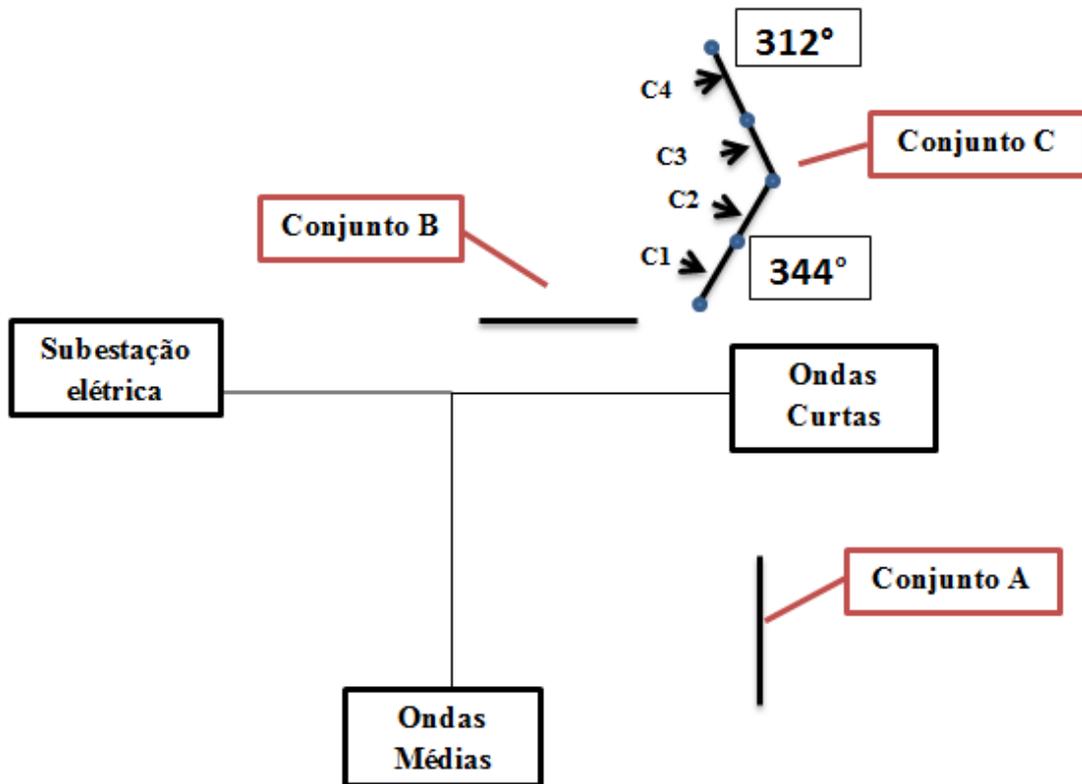


Figura 1.1 - Diagrama esquemático do Parque do Rodeador.



Figura 1.2 – Conjunto C de antenas do Parque Rodeador.

O objetivo deste trabalho é analisar a transmissão da Rádio Nacional da Amazônia, realizada pelo conjunto de antenas C do Parque do Rodeador. Com o intuito de mostrar a área de cobertura do sinal, será feito um estudo de propagação utilizando-se o *software* VOACAP. A antena será analisada por meio do *software* 4NEC2, que permite a determinação do diagrama de radiação e da impedância de entrada. Os resultados obtidos serão representados na forma de gráficos com o auxílio do Matlab.

O capítulo 2 deste trabalho será dedicado à propagação da onda eletromagnética em frequências de OC. Mostram-se as principais características da camada ionosférica e sua influência sobre a propagação da onda eletromagnética. No capítulo 3, será realizado um estudo das antenas, com ênfase no dipolo do tipo gaiola, que é a estrutura básica utilizada no conjunto C. No capítulo 4, serão descritos todos os resultados obtidos para as antenas e a propagação, mostrando o diagrama de radiação, a alimentação da antena, a área de cobertura, a máxima frequência utilizável (MUF), ruído e intensidade do sinal.

2. PROPAGAÇÃO DE ONDAS CURTAS

2.1. Introdução

Neste capítulo, discute-se as características de propagação da onda eletromagnética em ondas curtas (OC), compreendida na faixa de HF (*High Frequencies*). As ondas curtas são usadas por sistemas que não exigem grandes larguras de banda para a transmissão da informação, como em comunicações telefônicas ou telegráficas, conexões a longas distâncias entre navios e aviões, radiodifusão sonora e determinados serviços militares. Essa limitação é causada por diversos fatores, entre eles, o comportamento da ionosfera e das condições sazonais do Sol.

Na atmosfera terrestre, em altitudes superiores a 600 km, existem diferentes tipos de gases, inúmeras partículas em suspensão, gotículas de água e grande quantidade de poluentes, capturados pelo campo gravitacional. O comportamento da ionosfera depende também de irradiações vindas do espaço, que afetam as suas propriedades, de forma mais acentuada nas maiores alturas, e produzem ruído incorporado ao sinal transmitido. Pela sua maior proximidade em relação a Terra, irradiações vindas do Sol influem na maioria das radiocomunicações de grandes extensões.

Na comunicação pela atmosfera, alterações na onda eletromagnética são causadas, principalmente, por reflexões na superfície terrestre, refrações devido à não homogeneidade do meio, atenuação causadas pela absorção dos vários componentes da atmosfera e por bloqueio parcial da onda, difrações por obstáculo ou pela própria curvatura da terra, variações na amplitude causadas por múltiplos percursos de propagação, entre outros fatores [2].

2.2. Propagação de ondas ionosféricas

A propagação ionosférica possibilita a comunicação e radiodifusão intercontinental. Para alcançar longas distâncias, utiliza-se a faixa de frequência de ondas curtas (3 MHz até 30 MHz), porque, nessas frequências, ocorre o fenômeno chamado salto (*skip*). Nesse tipo de propagação, a ionosfera funciona como um espelho de rádio devido à ionização, que é causada por muitos mecanismos diferentes, mas predominam a ionização por absorção de energia e a ionização por colisão de partículas de dimensões moleculares.

A ionização por absorção de energia eletromagnética é conhecida também como fotoionização e a causa principal é a irradiação oriunda do Sol, por ser a fonte de energia mais próxima da Terra. Os efeitos do bombardeio de energia dependem do poder de penetração, que está associada à capacidade das partículas ou dos pacotes de energia interagir com a matéria. Conforme a lei de Planck,

$$hf \geq E_{ion} \quad (2.1)$$

onde h é a constante de Planck, f é a frequência de radiação e E_{ion} é a função trabalho, que caracteriza a energia necessária para haver emissão de elétrons. Portanto, só haverá ionização dos gases da atmosfera quando o comprimento de onda da radiação solar for inferior a um comprimento de onda crítico.

A radiação solar, ao se chocar com átomos de oxigênio e nitrogênio, desloca seus elétrons nas camadas superiores da atmosfera, proporcionando a dissociação das moléculas gasosas em íons positivos e elétrons livres, fazendo com que essa região se torne um melhor condutor do que o resto da atmosfera. O Sol é a fonte natural de energia de maior influência na atmosfera, por isso, a ionização das camadas atmosféricas está intimamente relacionada com os efeitos da atividade solar sobre o planeta. Portanto, a ionização depende da hora do dia, da estação do ano, das coordenadas geográficas e do ciclo de atividade solar (mancha solar).

As manchas solares são pontos escuros que aparecem e desaparecem periodicamente na superfície solar, se modificam rapidamente e têm ciclo de duração média de 11 anos. Elas são caracterizadas por fortes campos magnéticos, acompanhadas de diversos fenômenos, e as emissões de energia influem de forma significativa na superfície da Terra, em particular com marcantes alterações na ionização da atmosfera.

As ondas curtas dependem da região ionosférica onde ocorrem profundas variações no nível do sinal recebido, com fortes contaminações por ruídos naturais e ruídos produzidos por máquinas e equipamentos. Por isso, a importância de analisar as características dessa região, bem como seus efeitos.

2.2.1. A região ionosférica

Localizada na parte mais elevada da atmosfera, a ionosfera se estende de uma altitude em cerca de 50 km até 600 km. Essa região é dividida em quatro camadas denominadas D, E, F1 e F2, que têm boa espessura vertical e se sucedem, nesta ordem, em

alturas definidas na Tabela 2.1. Cada camada apresenta características e propriedades intrínsecas, conforme ilustra a Fig. 2.1 [3].

A camada D é a parte da ionosfera mais próxima da Terra. Ela só existe durante o dia, enquanto a Terra encontra-se iluminada pelo Sol, desaparecendo rapidamente com o pôr do sol. Essa camada tem pequena influência na reflexão do sinal, mas grande efeito na sua atenuação, para os casos de altas frequências (*HF*).

A camada E é formada principalmente por ionização dos gases mais abundantes, o oxigênio e o nitrogênio. Ela praticamente desaparece no período noturno, e deixam de refletir o sinal. Pode apresentar subcamadas, conhecidas como camadas E esporádicas, que se deslocam rapidamente por volta de 100 km, têm existência irregular e apresentam elevadíssima ionização. Nas regiões de clima temperado, a camada E esporádica é mais comum durante os meses de verão e não é muito influenciada pela atividade solar.

A camada F é a região mais importante da ionosfera para as comunicações de ondas curtas em longa distância. É constituída quase toda por ionização de oxigênio com a máxima absorção em aproximadamente 175 km. Durante as horas do dia existem duas subcamadas bem definidas e com propriedades distintas, as regiões F1 e F2. Durante a noite elas se fundem e formam uma única camada F. A camada F1 praticamente desaparece de noite, mas durante o dia é ela que suporta transmissões de curto a médio alcance. A camada F2 existe de forma permanente, tanto de dia como de noite, é sempre capaz de sustentar propagação em algumas frequências, e é mais usada para comunicação de rádio para longa distância.

Quando uma onda eletromagnética atinge uma camada ionizada, os elétrons desta camada, por serem leves, são colocados em movimento. Se a densidade da camada for elevada ou o comprimento de onda for muito longo, o elétron poderá se chocar com uma molécula de gás. No choque, a energia absorvida pelo elétron é liberada de forma aleatória e, portanto, sem contribuir para o mecanismo de reflexão. Contudo, se a densidade da camada e o comprimento de onda forem menores, a possibilidade de choque é pequena e a energia absorvida pelo elétron é devolvida na forma de uma onda eletromagnética, que poderá ser recebida na superfície da Terra. Finalmente, se a densidade da camada da ionosfera for muito pequena, o número de elétrons livres será insuficiente para refletir a onda eletromagnética, que se perderá no espaço, não retornando à Terra [4].

Tabela 2.1 - Camadas da ionosfera

D	de 50 km a 90 km
E	de 90 km a 140 km
F1	de 140 km a 210 km
F2	acima de 210 km

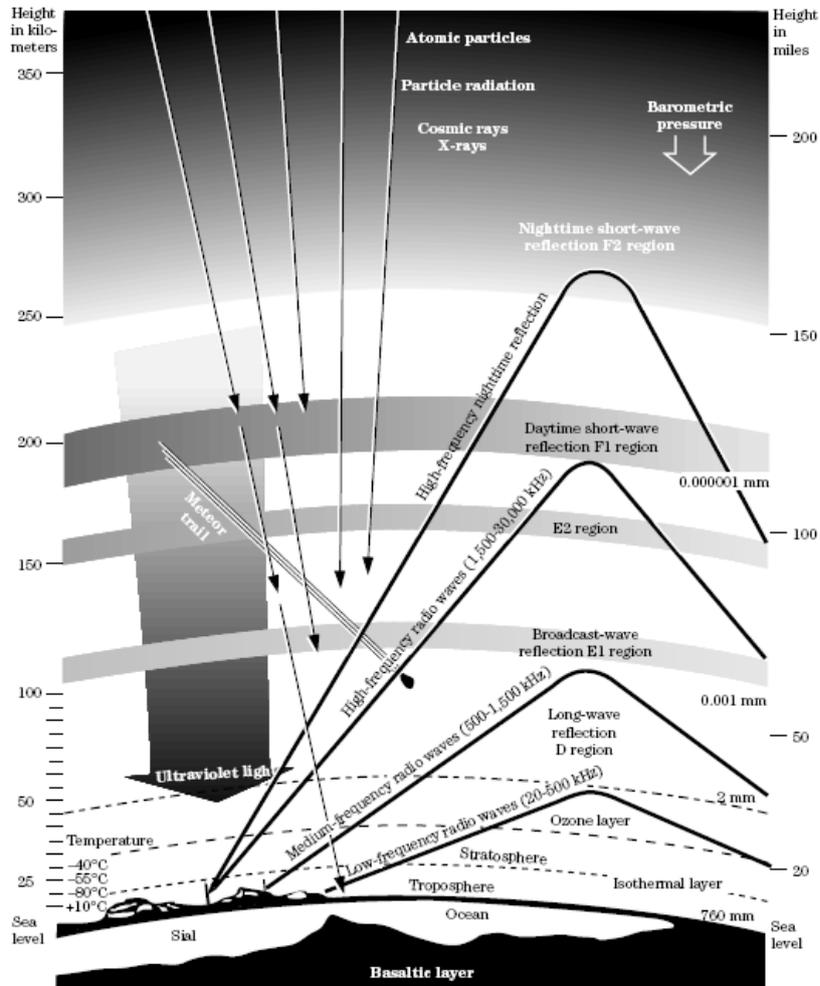


Figura 2.1 - Camadas da ionosfera [4].

Para saber o intervalo de frequência empregado em comunicações, basta analisar a máxima frequência utilizável (MUF – *Maximum Usable Frequency*), que é a maior frequência que pode ser refletida pela camada para determinado ângulo de incidência da onda eletromagnética. A MUF geralmente não ultrapassa os 35 MHz e é determinada pelo estado da ionosfera na proximidade da área de refração e comprimento do circuito, como mostrado na Fig. 2.2. Ela pode ser identificada por:

$$MUF = \frac{\omega_c}{2\pi\sqrt{1-\left(\frac{a}{a+h_p}\right)^2}} \approx \frac{f_c}{\cos\phi} \quad (2.2)$$

na qual a frequência crítica para uma camada, f_c , é a maior frequência que pode ser refletida para a Terra pela camada, para um raio de incidência normal, e pode ser baixa durante a noite (da ordem de 3 MHz) e alta durante o dia (de 10 MHz a 15 MHz). O termo h_v é a altura virtual, que é a altura aparente na qual ocorre a reflexão, e ϕ é o ângulo de incidência.

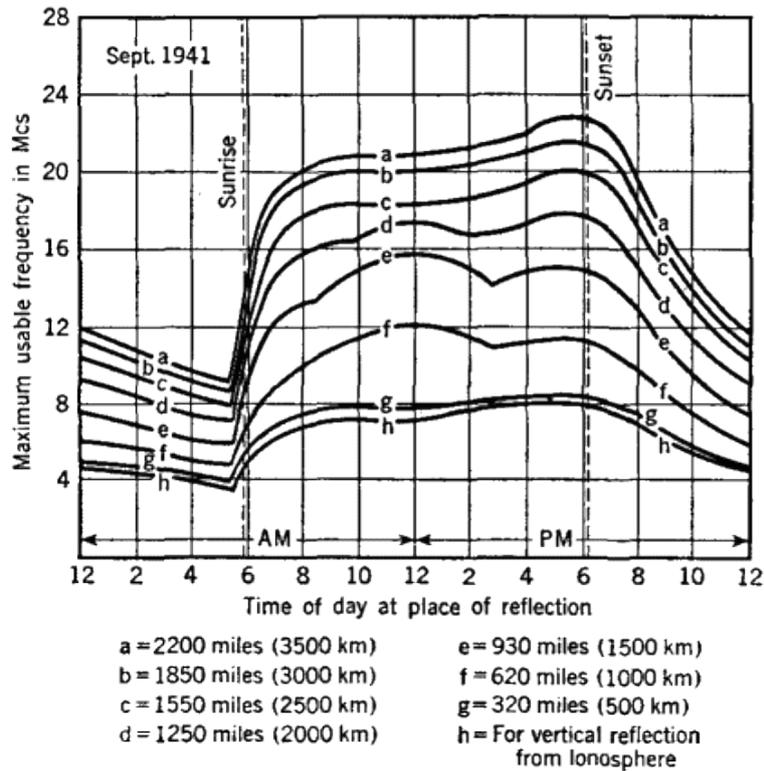


Figura 2.2 - MUF com a variação do dia em diferentes distâncias.

Além da MUF, tem-se a LUF (*Lowest Useful Frequency*) e a FOT (Frequência Ótima de Trabalho). A LUF é a menor frequência que pode ser utilizada para uma boa comunicação, em um dado caminho de transmissão e em determinado horário. A LUF é definida como a frequência na qual a intensidade do sinal recebido é igual à mínima intensidade de sinal necessária para uma recepção satisfatória. A intensidade do sinal recebido depende da potência do transmissor, do ganho e da diretividade das antenas de transmissão e de recepção, da distância do percurso e das perdas por absorção. De fato, a LUF é indicada por meio de uma relação entre sinal e ruído, ou seja, a mínima intensidade

de sinal requerido para uma recepção satisfatória depende do nível de ruído do local de recepção e do tipo de modulação utilizada.

A FOT é uma frequência em torno de 85% a 90% da MUF. Esta percentagem é baseada no fato estatístico em que as variações diárias da MUF não descem abaixo de 90% do seu valor, isto é um valor de frequência 10% a 15% inferior à MUF que dá muito mais estabilidade nas comunicações.

2.2.2. Degradação do sinal na ionosfera

Diversos fatores interferem na atenuação do percurso e nas condições de propagação. Mesmo quando não há atividades solares, a variabilidade da ionosfera é suficiente para causar mudanças nas condições diárias do sinal. Estas mudanças são causadas pelas variações na absorção, mudanças na densidade eletrônica da ionosfera e turbulências na atmosfera superior. No entanto, de tempos em tempos, anormalidades ocorrem na ionosfera que fazem a transmissão e a recepção dos sinais de rádio excepcionalmente difíceis, se não impossíveis. Estas anormalidades são chamadas de perturbações ionosféricas [5].

Também acontece o desvanecimento, que se refere às variações na intensidade de um sinal que ocorra no receptor durante o período que esse sinal é recebido. Neste caso, duas frentes de ondas podem chegar defasadas, causando o cancelamento do sinal útil. Variações na absorção e no comprimento do caminho da onda na ionosfera provocam também desvanecimento, que se manifesta ainda quando o receptor se localiza perto da fronteira da zona de silêncio ou quando a frequência de trabalho tiver um valor próximo ao valor da MUF. Nesses casos, pode ocorrer a queda da intensidade do sinal recebido a níveis praticamente nulos.

Quando uma onda de rádio passa através da camada D, parte da energia é transferida para os elétrons que existem nessa região eletrificada. Esses elétrons movimentam-se vibrando em “ritmo” (na mesma frequência) que a onda de rádio, à medida que a mesma ultrapassa a região ionizada, chocando-se com as moléculas gasosas muito maiores, ainda presentes na altitude da camada D. Como resultados dessas colisões, os elétrons perdem parte da energia transferida pela onda de rádio. De fato essa energia perdida não é propagada, e a quantidade de energia da onda de rádio que emerge da ionosfera é menor que aquela que entrou na camada D, resultando no decréscimo de potência do sinal. Também ocorrem perdas na camada F, mas essas são bem menores e desprezíveis comparadas à passagem dupla para cada salto através da camada D [5].

A intensidade de radiação ionizante que chega até a ionosfera varia conforme a latitude, sendo consideravelmente maior em regiões equatoriais, onde o Sol está mais diretamente perpendicular do que em latitudes altas. Frequências críticas para as regiões E e F1 variam diretamente com a elevação solar, sendo altas em regiões equatoriais e decrescendo proporcionalmente para norte e sul com a latitude. As variações da camada F2 com a latitude são mais complexas. Isto ocorre provavelmente devido à ionização de outras fontes. Existem evidências de que o campo magnético terrestre exerce uma importante influência no grau de ionização da camada F2. Apesar de complexa, a frequência crítica da camada F2 segue um padrão geral de começar alta em regiões equatoriais e diminuir conforme o aumento da latitude, como ilustra a Fig. 2.3.

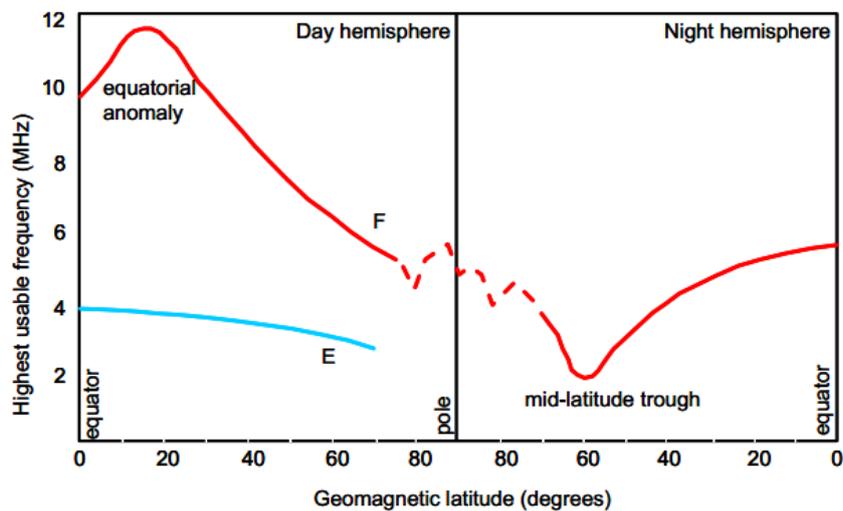


Figura 2.3 - Variação da MUF nas camadas E e F em função da latitude.

Apesar de não ser complexa quanto à variação de latitude, a ionização da camada F2 também difere ao longo dos meridianos (com a longitude), ao longo do mesmo tempo local e ao longo da mesma latitude. Muito dessa variação é creditada à influência do campo magnético terrestre. As frequências críticas são geralmente maiores na região Asiática e Australásia (Ásia do Sul) que aquela da Europa, África e hemisfério ocidental [6].

Para as enormes distâncias envolvidas, o formato aproximadamente esférico da região ionosférica leva a um comportamento de espelho côncavo, efetuando uma ligeira convergência do feixe eletromagnético. A combinação da divergência do feixe com a concavidade da ionosfera pode conduzir certa compensação, que definirá a possibilidade de existir uma atenuação máxima do sinal em certa distância do transmissor.

Outro fato que causa uma atenuação e perturbação no sinal são os eventos solares, Fig. 2.4, que afetam as comunicações de ondas curtas basicamente em duas formas: radiação eletromagnética e carregamento das partículas solares. Os “flares” solares podem liberar enormes quantidades de radiação e partículas, resultando no enfraquecimento do sinal rapidamente ou gradualmente, o que faz, às vezes, o sinal desaparecer completamente [4].

A tempestade ionosférica (*ionospheric storm*) é produzida por uma chuva de partículas atômicas na atmosfera superior. Essa tempestade tem duração de várias horas, de semanas ou mais, e são frequentemente precedidas por dois dias ou mais de anomalias na mancha solar, cruzando o disco solar (também conhecida como superfície solar). Ela acontece de forma mais severa nas altas latitudes e diminui para o equador. Quando essa tempestade ionosférica começa, a ionosfera superior se torna caótica, com aumento de turbulência e a estratificação normal dentro das camadas diminui.

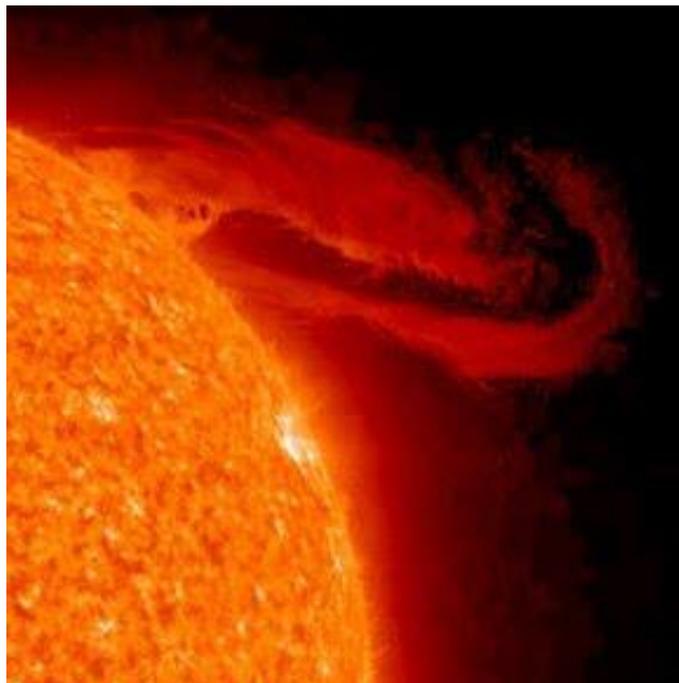


Figura 2.4 - Eventos solares que afetam na propagação de ondas curtas.

2.3. Distância de salto

As ondas ionosféricas, também conhecidas como ondas celestes, são radiadas com um ângulo em relação à superfície terrestre suficiente para direcioná-las à ionosfera, onde a onda é refratada de volta à superfície. Esta onda pode ser refletida de volta à ionosfera,

repetindo o processo. É dessa forma que as ondas curtas comumente se propagam, possibilitando transmissões a longa distância.

A ionosfera age como um condutor absorvendo parte da energia da onda transmitida, mas também age como um espelho rádio, refratando a onda celeste de volta à superfície [2]. A capacidade da ionosfera em retornar uma onda de rádio depende de fatores como a densidade de íons, ângulo de radiação e frequência de transmissão.

A distância entre a antena transmissora e o ponto de retorno à superfície depende do ângulo de radiação, que, por sua vez, é limitado pela frequência, pois quanto maior a frequência utilizada mais difícil é a refração, apesar de resultar em um alcance maior. Além do estado da ionosfera, fatores como comprimento do circuito e outros descritos anteriormente (ciclo solar, sazonalidade e etc) são usados para determinar a MUF para determinada hora e camada da ionosfera, ou então uma predição de seu valor baseada em observações efetuadas ao longo do tempo.

O ângulo de radiação é o ângulo no sentido vertical com relação à superfície da terra. Pequenos ângulos de radiação tendem a fazer a onda viajar mais pela superfície da terra antes de refratar, por isso, alcançam uma grande distância de salto. Para ângulos maiores de radiação, tem-se uma curta distância de salto, pois ele tende a retornar para terra mais rapidamente. O maior ângulo no qual uma onda é propagada e retornada a terra após ser refratada na ionosfera é chamado de ângulo crítico para aquela frequência em particular.

O caminho desde o transmissor até o retorno à superfície é denominado “salto”. Dependendo da distância até o receptor, uma onda pode efetuar mais de um salto (a onda reflete na terra e volta à ionosfera onde é refratada, e assim por diante). Denomina-se distância de salto à distância entre o transmissor e o retorno à superfície, ou a distância entre cada salto efetuado. Também se pode defini-la como sendo a menor distância que o feixe eletromagnético pode alcançar depois de refletir na ionosfera, antes de atravessá-la. Uma parte da onda radiada propaga-se por meio de onda de superfície, contudo com um alcance limitado a curtas distâncias com respeito ao transmissor. A região na superfície terrestre que se estende desde o limite do alcance da onda de superfície até o ponto de retorno após o primeiro salto não recebe nenhuma onda transmitida, sendo chamada zona de silêncio.

A Fig 2.5 mostra a relação entre a altura virtual da camada ionosférica, h_v , e o alcance da onda eletromagnética em um único salto através da ionosfera. Para determinar θ , basta aplicar a lei dos senos, que resulta nas seguintes relações:

$$\frac{\sin(90+\theta)}{a+h_v} = \frac{\cos \theta}{a+h_v} \quad (2.3)$$

$$\tan \theta = \frac{(a+h_v) \cos \theta_c - a}{(a+h_v) \sin \theta_c} \quad (2.4)$$

onde θ_c é a metade do ângulo que define a distância de salto e a é o raio geométrico da Terra.

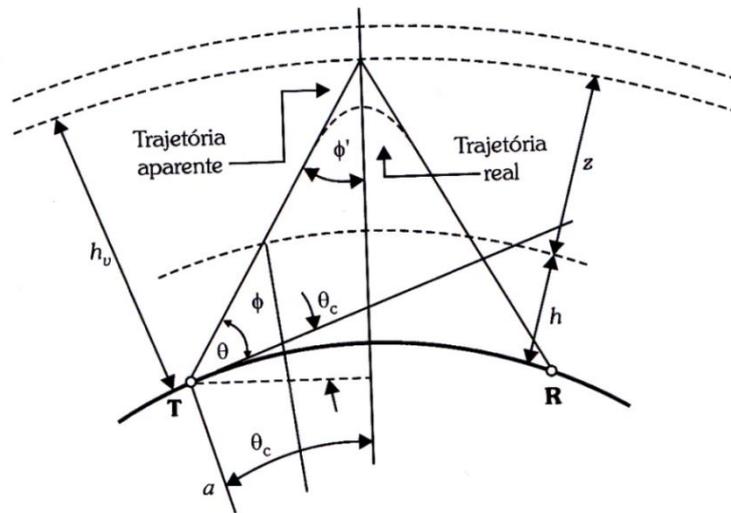


Figura 2.5 - Valores geométricos para determinação da distância de salto para comunicação via ionosfera [2].

2.4. Propagação da onda de superfície

Os campos eletromagnéticos que se deslocam próximos da superfície da Terra, Fig. 2.6, sofrem os efeitos das propriedades eletromagnéticas e de outras características físicas dessa região. A maior parte da superfície terrestre é coberta por água, mas nem toda essa massa líquida é homogênea, pois há maior salinidade nos oceanos do que em lagos e rios [7]. Dependendo da frequência, as superfícies dos lagos são consideradas lisas, enquanto a movimentação dos oceanos representam superfícies irregulares para sinais de frequência iguais ou superiores à faixa de OC.

Para frequências na faixa de OC, não se pode garantir uma comunicação confiável para longas distâncias, devido às perdas na superfície da Terra ser mais acentuadas. Assim, tem-se um alcance menor de onda de superfície, e mesmo com distâncias moderadas, passa a depender mais da reflexão da ionosfera, ainda que sob efeito de uma forte atenuação nessa parte da atmosfera.

A distância máxima que as ondas de superfície chegam está relacionada principalmente à condutividade do solo. Quanto menor a condutividade e quanto maior a frequência, mais rapidamente a onda será absorvida e menor o alcance máximo para uma mesma potência radiada.

Para o estudo de cobertura do sinal, o espaço é dividido em duas áreas. A primeira é conhecida como área primária de cobertura, e sua extensão irá depender da potência do transmissor, das características de radiação da antena, da condutividade do solo, da sua permissividade e da frequência de trabalho. A segunda é conhecida como área secundária de cobertura, que irá depender dos mesmos parâmetros que a primeira. Nesta região não haverá uma queda brusca da amplitude do campo eletromagnético obtido, porém a sua recepção fica comprometida pelas interferências, que assumem amplitudes próximas.

Nas proximidades do transmissor, pode-se desconsiderar a contribuição da onda celeste. À medida que a distância aumenta, a amplitude da onda de superfície vai diminuindo e a da onda celeste vai tornando-se maior. Em determinada região pode ocorrer a contribuição das duas ondas. Nesta região, as distâncias percorridas por elas são diferentes e a resultante é encontrada a partir de uma soma fasorial, uma vez que os campos chegam com fases diferentes. Com isto, pode resultar em uma distorção no sinal recuperado após a demodulação. Como a região ionosférica muda de comportamento de forma contínua, é possível que a combinação dos campos resulte em um cancelamento parcial da resultante, ou seja, pode-se ter um sinal sujeito a um forte desvanecimento por múltiplos percursos quando a onda de superfície e a onda celeste tiverem amplitudes aproximadamente iguais.

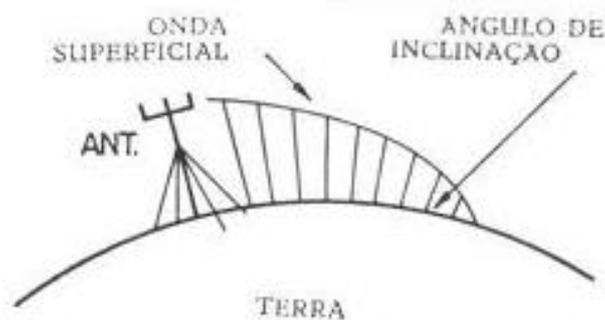


Figura 2.6 - Onda de superfície.

2.5. Legislação sobre ondas curtas

As ondas curtas estão organizadas em bandas que são padronizadas internacionalmente, girando em torno da frequência central correspondente ao seu comprimento de onda. A padronização das faixas e sua utilização são feitas pela União Internacional de Telecomunicações (UIT), conforme Tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Subfaixas da onda curta segundo a UIT.

Faixa	Frequência	Usada em:
160 m	1.800 – 2.000 kHz	Utilizada por radioamadores
120 m	2.300 – 2.495 kHz	Onda tropical
90 m	3.200 – 3.400 kHz	Onda tropical
75 m	3.900 – 4.000 kHz	Utilizada por radioamadores em 75/80 m
60 m	4.750 – 5.060 kHz	Onda tropical
49 m	5.900 – 6.200 kHz	Uma das mais utilizadas nas Américas
40 m/41 m	7.100 – 7.350 kHz	Utilizada por radioamadores em 40 m
31 m	9.400 – 9.900 kHz	Uma das mais usadas no mundo
25 m	11.600 – 12.100 kHz	
22 m	13.570 – 13.870 kHz	Bastante usada na Ásia e na Europa
19 m	15.100 – 15.800 kHz	
16 m	17.480 – 17.900 kHz	
15 m	18.900 – 19.020 kHz	Utilizada em transmissão DRM
13 m	21.450 – 21.850 kHz	
11 m	25.600 – 26.100 kHz	Utilizada em transmissão DRM local
11 m	26.805 – 27.999 kHz	Utilizada para Faixa do Cidadão
10 m	28.000 – 29.700 kHz	Utilizada por radioamadores

A legislação que rege, hoje, a OC no Brasil é a Portaria n.º 25, de 24 de fevereiro de 1983. Porém, atualmente há estudos visando à digitalização do serviço para este tipo de onda, como é o caso do DRM (Digital Radio Mondiale). Isso poderá acarretar em novas análises para atualizar a legislação de OC.

Segundo essa portaria, a canalização de OC se estende de 5.950 kHz a 26.100 kHz, com um espaçamento entre portadoras de canais adjacentes de 5 kHz, conforme a Tabela 2.3. A Rádio Nacional da Amazônia transmite em 6.185 kHz e 11.780 kHz, que, pela legislação, de fato pertencem às faixas de 6 MHz e 12 MHz.

O capítulo VI dessa portaria menciona a propagação, em especial nas camadas E e F₂. Ela adota as latitudes sul e longitude oeste como sendo convencionadas como negativo, além de tratar dos parâmetros, tais como a MUF, azimute da antena, ângulo de elevação e

de incidência, entre outros. No capítulo VII, fala sobre as antenas que mais se usam na radiodifusão, no Brasil, nas faixas de OC.

Tabela 2.3 - Faixas atribuídas ao serviço de radiodifusão pela portaria n.º 25/1983.

5.950 – 6.200 kHz	Faixa de 6 MHz ou de 49 m
9.500 – 9.775 kHz	Faixa de 10 MHz ou de 31 m
11.700 – 11.975 kHz	Faixa de 12 MHz ou de 25 m
15.100 – 15.450 kHz	Faixa de 15 MHz ou de 19 m
17.700 – 17.900 kHz	Faixa de 18 MHz ou de 16 m
21.450 – 21.750 kHz	Faixa de 22 MHz ou de 16 m
25.600 – 26.100 kHz	Faixa de 26 MHz ou de 11 m

3. ANTENAS

3.1. Introdução

Antena é um dispositivo para a radiação ou a recepção de ondas de rádio [8-9], ou seja, é uma estrutura que é capaz de transmitir e receber sinais utilizando-se do ambiente como sendo o meio transmissor. Dessa forma, não há necessidade do uso de linhas de transmissão e guias de onda, por exemplo.

Para se entender o funcionamento de uma antena, é necessário primeiro entender o mecanismo da radiação, o que pode ser feito por meio das equações de Maxwell. Em seguida, pode-se caracterizar determinada antena através de seus parâmetros, que darão uma descrição completa do desempenho da estrutura. Ao se desenvolver as equações de Maxwell, surgem problemas cuja solução analítica é difícil ou impossível, então é necessário o uso de métodos numéricos para a caracterização de antenas. Assim, é necessário modelar a antena para a utilização de um método numérico computacional.

O modelamento de uma antena permite determinar parâmetro como ganho no plano de azimute e de elevação, para saber, por exemplo, se a antena será capaz de fornecer a potência desejada ao receptor. Muitos fatores externos à antena têm influência e devem ser levados em conta nesse modelo. Como exemplo, alguns parâmetros da antena podem variar de acordo com a distância que a antena se encontra do solo. Os métodos convencionais de análise, em sua maioria, não são capazes de analisar uma antena posicionada muito próxima ao solo, quando comparado ao comprimento de onda. As antenas em HF, faixa de frequência de interesse neste trabalho, devem ser modeladas considerando esse fator, pois quase sempre o solo terá um efeito muito significativo sobre elas.

O método dos momentos é um dos métodos numéricos usados para analisar antenas. Ele permite levar em consideração a influência do solo nas características de radiação e recepção de uma antena, por esse motivo, se torna um bom método para se estudar antenas na faixa de frequência HF. Neste trabalho, será utilizado o programa computacional denominado Numerical Electromagnetics Code (NEC), que implementa o método dos momentos, e tem a vantagem de calcular, com boa precisão, tanto o campo distante quanto o campo próximo de uma antena.

3.1.1. A radiação a partir das equações de Maxwell

Em um meio homogêneo e isotrópico, definido pelos parâmetros σ , ϵ e μ , e assumindo-se variação harmônica no tempo, as equações de Maxwell em representação fasorial são dadas por [10]:

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (3.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \sigma\mathbf{E} + \mathbf{J} = \hat{y}\mathbf{E} + \mathbf{J} \quad (3.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} = -\hat{z}\mathbf{H} \quad (3.4)$$

Neste caso, considera-se que, no meio em questão, existe uma fonte de corrente \mathbf{J} que representa a corrente impressa na antena. A aproximação de um meio homogêneo e isotrópico é razoável para a maioria das aplicações. O campo magnético \mathbf{H} pode ser determinado a partir do vetor potencial magnético \mathbf{A} :

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.5)$$

Substituindo (3.5) em (3.4), obtém-se:

$$\nabla \times (\mathbf{E} + j\omega\mathbf{A}) = 0 \quad (3.6)$$

Com isso, o campo elétrico \mathbf{E} pode ser escrito em função de \mathbf{A} e do potencial escalar elétrico Φ , por meio das relações:

$$-\nabla\Phi = \mathbf{E} + j\omega\mathbf{A} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{E} = -\nabla\Phi - j\omega\mathbf{A} \quad (3.8)$$

Substituindo (3.5) e (3.8) em (3.3), tem-se:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \mu\hat{y}\mathbf{E} + \mathbf{J} \quad (3.9)$$

Utilizando a condição de Lorentz:

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -\mu\hat{y}\Phi \quad (3.10)$$

E usando algumas propriedades vetoriais em (3.9), chega-se à seguinte equação:

$$\nabla^2 \mathbf{A} + \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{A} = - \mu \mathbf{J} \quad (3.11)$$

O termo $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ é conhecido como constante de fase da onda. A solução da equação (3.11) é dada por:

$$\mathbf{A} = \int \int \int_{v'} \mu \mathbf{J} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dv' \quad (3.12)$$

Conhecendo a distribuição de corrente na antena, é possível determinar os campos elétrico e magnético e a densidade de potência radiada. Procedimento análogo pode ser adotado para o caso da existência de uma fonte de corrente magnética (fonte de tensão) \mathbf{M} .

3.1.2. Parâmetros principais para análise de antenas

- **Diagrama de radiação**

O diagrama de radiação representa a densidade de potência radiada pela antena, em um dado plano, a uma distância constante da antena, em função de um ângulo medido a partir de uma direção de referência, para uma dada polarização do campo elétrico [10]. O diagrama é determinado, geralmente, para regiões de campo distante. Existe também o diagrama de campo, uma curva que representa o campo elétrico (ou magnético) a uma distância constante da antena. Esses dois diagramas são, em geral, normalizados em relação ao valor máximo. Neste caso, eles são denominados diagramas normalizados de potência e de campo. É comum traçar esses diagramas em escala logarítmica, os quais apresentam, como vantagem, o fato de os lóbulos secundários ficarem mais visíveis no diagrama.

- **Diretividade**

A diretividade de uma antena pode ser definida como a razão entre a intensidade da radiação em uma dada direção e a intensidade média de radiação, ou seja, ela indica quanto de potência a antena irá enviar para determinada direção. Para facilitar o entendimento desse conceito, é conveniente escrevê-lo matematicamente. Primeiramente, tem-se que a densidade de potência radiada é dada por:

$$\mathbf{W}_{rad} = \frac{1}{2} \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \quad (3.13)$$

Com isso, a diretividade (D) pode ser escrita como:

$$D = \frac{4\pi r^2 |\mathbf{W}_{rad}|}{\oint_S \mathbf{W}_{rad} \cdot d\mathbf{s}} \quad (3.14)$$

onde S é uma superfície fechada de raio r . Na situação de campo distante, a diretividade é um valor que depende apenas dos ângulos Φ e θ , com isso, pode-se traçar diagramas de diretividade que valem para qualquer região de campo distante. Ela fornece uma indicação do grau de direcionamento do feixe e de sua capacidade de concentrar energia em direções predeterminadas.

- **Eficiência**

Os vários tipos de eficiências que estão relacionadas a uma antena levam em consideração, geralmente, as perdas que ocorrem na estrutura da antena. A eficiência de radiação (e_{cd}) considera as perdas nos dielétricos e condutores. A eficiência de reflexão (e_r) considera as perdas devido ao descasamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena. A eficiência de polarização (p_e) leva em conta possíveis diferenças na polarização da antena transmissora e receptora.

- **Ganho**

No cálculo da diretividade, não são consideradas perdas de condução, dielétricas ou causadas por descasamento na linha de transmissão. Para considerar essas perdas, calcula-se o ganho da antena que reflete melhor o seu desempenho real. O ganho de uma antena é definido como o produto da diretividade pela eficiência de radiação. Essa medida descreve as propriedades direcionais da antena considerando as perdas dielétricas e condutoras. Pode-se definir também o ganho absoluto, que seria o produto entre o ganho e a eficiência de reflexão. Neste caso, tem-se uma variável que define as propriedades direcionais da antena levando em conta as perdas nos dielétricos, nos condutoras e as perdas por reflexão. Da mesma maneira que ocorre com a diretividade, também é possível traçar um diagrama de ganho para uma antena.

- **Largura de Banda**

A largura de banda de uma antena pode ser definida como a faixa de frequência na qual a antena apresenta parâmetros que atendem uma série de especificações, tal como manter o ganho acima de certo valor, sem grandes mudanças no diagrama de radiação.

- **Polarização**

A polarização de uma onda eletromagnética é definida como a curva descrita pelo campo elétrico em função do tempo, para um determinado ponto fixo no espaço. A conveniência do uso de um ou outro tipo de polarização pode ser importante para a recepção do sinal transmitido pela antena. Há diversos tipos de polarização, entre elas, a

polarização linear, a circular e a elíptica. As polarizações circulares e elípticas podem ser classificadas também quanto ao sentido de rotação como horário (*clockwise*) ou anti-horário (*counterclockwise*).

- **Impedância de entrada**

Impedância de entrada é a impedância “vista” nos terminais da antena. O objetivo de avaliar esse parâmetro é para fazer o casamento de impedância da antena com a linha de transmissão, diminuindo as reflexões no sinal.

3.2. O método dos momentos e o programa 4NEC2

Como dito anteriormente, para ser possível a solução da maioria dos problemas envolvendo antenas, é necessário recorrer a métodos numéricos. O método dos momentos foi escolhido para ser usado neste trabalho porque ele permite a solução de problemas na faixa de HF. Nesta faixa, o comprimento de onda geralmente é comparável com a distância da antena ao solo e o método dos momentos consegue levar isso em consideração com boa precisão nos resultados. Neste método, a equação integral de campo elétrico (EICE) é usada para modelar estruturas filamentosas e a equação integral de campo magnético (EICM), para modelar superfícies. Também é possível a utilização de uma equação mista envolvendo EICE e EICM.

O NEC (Numerical Electromagnetics Code), um programa computacional que implementa o método dos momentos, foi desenvolvido na década de 1970 no Laboratório Nacional Lawrence Livermore, Califórnia, EUA. A seguir, será dada uma breve explicação de como funciona o método no caso de estruturas filamentosas no espaço livre. A teoria completa sobre o NEC pode ser encontrada na referência [11].

Considere que um fio condutor esteja recebendo um campo elétrico incidente \mathbf{E}^i , que induz, na superfície do fio, uma densidade de corrente \mathbf{J}_s , em A/m. Esta corrente, por sua vez, produz um campo elétrico espalhado \mathbf{E}^s . No caso de uma estrutura filamentar, pode-se utilizar a EICE, que é obtida substituindo-se (3.10) em (3.7). No caso do espaço livre, $\sigma = 0$, tem-se:

$$\mathbf{E} = -j\omega\mathbf{A} - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\nabla(\nabla\cdot\mathbf{A}) \quad (3.15)$$

Quando o ponto de observação é movido para a superfície do fio ($r = r_s$), o campo elétrico tangencial se anula, se o fio for um condutor perfeito. Portanto, o campo incidente e o campo espalhado obedecem a seguinte relação:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}^s(r = r_s) = -\mathbf{n} \times \mathbf{E}^i(r = r_s) \quad (3.16)$$

onde \mathbf{n} é um vetor normal à superfície do fio. A Fig. 3.1(a) ilustra a situação de um fio condutor, de raio $r_s = a$, posicionado no eixo- z do sistema de coordenadas. Neste caso, a condição de contorno (3.16) se torna:

$$E_z^s(r = r_s) = -E_z^i(r = r_s) \quad (3.17)$$

Para pontos de observação na superfície do fio, apenas a componente z de (3.15) é necessária:

$$E_z^s(r) = -\frac{-j}{\omega\mu\epsilon} \left(k^2 A_z + \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} \right) \quad (3.18)$$

Pode-se encontrar A_z por meio da equação (3.19)

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l/2}^{l/2} \int_0^{2\pi} J_z \frac{e^{-jkR}}{R} r_s d\phi' dz' \quad (3.19)$$

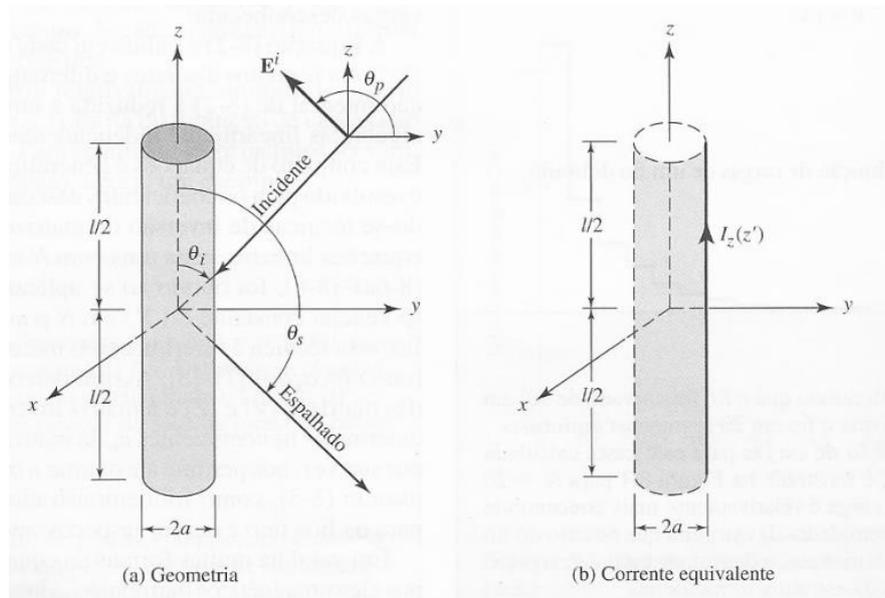


Figura 3.1 - Representação do fio condutor [8].

No caso de um fio muito fino ($r_s \ll \lambda$), pode-se assumir que a corrente se superfície não será função do ângulo azimutal, tal que, como mostra a Fig. 3.1(b), ela pode ser substituída por uma corrente equivalente:

$$J_s \cdot 2\pi r_s = I(z') \quad (3.20)$$

Substituindo (3.20) em (3.19) e assumindo que as observações não dependem de ϕ , tem-se que, na superfície do fio,

$$A_z(r = r_s) = \mu \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} I(z') G(z, z') dz' \quad (3.21)$$

$$G(z, z') = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \quad (3.22)$$

Substituindo (3.21) em (3.18) e aplicando as condições de contorno (3.17), obtém-se:

$$-j\omega\epsilon E_z^i(r = r_s) = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} I(z') \left[\left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) G(z, z') \right] dz' \quad (3.23)$$

A equação (3.23) é a equação integral de campo elétrico. O objetivo é determinar a corrente induzida no fio, $I(z')$.

O próximo passo na resolução do problema através do método dos momentos é o modelamento da fonte, ou seja, encontrar $\mathbf{E}^i(r = r_s)$ a partir das informações sobre a fonte, que pode ser uma fonte de corrente ou de tensão. Os dois métodos mais utilizados de modelamento de fonte são o gerador de função delta e o gerador de franja magnética, porém o NEC trabalha com um modelamento bicônico [11].

Após o modelamento de fonte, é necessário agora representar a corrente $I(z)$ por uma função de base, de modo que $I(z')$ seja retirado da integral. Com essa função de base, serão obtidas n incógnitas, as quais serão determinadas com o auxílio de n equações envolvendo o campo $\mathbf{E}^i(r = r_s)$. Colocando esse sistema na forma matricial, e utilizando a técnica de inversão de matriz, pode-se resolver o sistema e encontrar uma aproximação para $I(z')$. A partir daí pode-se obter todos os parâmetros desejados da antena.

O aplicativo 4NEC2 implementa todo o código NEC de maneira que o usuário precise apenas informar como é a estrutura da antena, de maneira bem prática e rápida. A estrutura pode ser visualizada enquanto é criada. O programa tem opção para informar a localização das fontes, de simular a estrutura no espaço livre, em solo perfeito ou inserindo

a constante dielétrica e a condutividade do solo. Pode-se escolher o tipo de material utilizado na construção da antena, adicionar linha de transmissão, entre vários outros recursos. Os resultados geralmente são apresentados de maneira gráfica e de fácil interpretação. O tempo de simulação depende da complexidade da estrutura.

3.3. Dipolo do tipo gaiola

Neste trabalho, serão estudadas antenas dipolo do tipo “gaiola de fios”. Esse tipo de estrutura é capaz de fornecer uma largura de banda maior e uma resistência mais baixa que uma estrutura filamentar comum, facilitando o casamento de impedância com a linha de transmissão. Experimentalmente, verifica-se que aumentando o raio do dipolo, os nulos do diagrama de radiação se transformam em mínimos, evitando assim alguns lóbulos secundários [12]. A estrutura de um dipolo tipo gaiola é mostrada na Fig. 3.2.

A partir de um estudo feito por Schelkunoff [13], constatou-se que o dipolo tipo gaiola pode ser representado por um dipolo cilíndrico, maciço e com perdas nulas, com as mesmas características de radiação, largura de banda e impedância. Dessa forma, a análise de estruturas do tipo gaiola, que apresentam um alto grau de complexidade, pode ser simplificada substituindo-a por um dipolo filamentar simples. Para um condutor cilíndrico de comprimento total igual a l , ($l \leq \lambda/\pi$), a equivalência entre o raio do dipolo cilíndrico e o raio do dipolo tipo gaiola é dada pela expressão [13-16]:

$$r_{eq} = r \cdot \sqrt[n]{\frac{n \cdot r_0}{r}} \quad (3.24)$$

onde r_{eq} é raio equivalente; r é o raio da gaiola, com $4\pi r \ll \lambda$; n é número de condutores da gaiola; e r_0 é o raio do condutor.

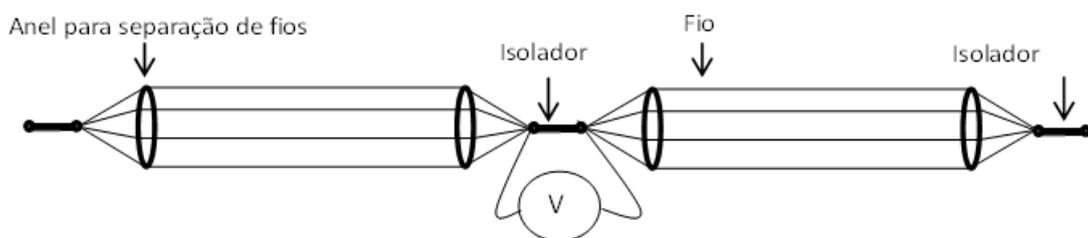


Figura 3.2 - Representação do dipolo tipo gaiola (com alimentação no centro).

A seguir, será feito um estudo comparativo entre o dipolo tipo gaiola e o dipolo cilíndrico equivalente. Inicialmente, será estudado o dipolo e, em seguida, serão realizadas

simulações no programa 4NEC2 para comparação e avaliação da conveniência ou não de representar um dipolo tipo gaiola por seu equivalente.

3.3.1. O dipolo cilíndrico

Para se analisar um dipolo, deve-se levar em consideração sua geometria, ou seja, o comprimento e o diâmetro, e também a altura que ele fica do solo e como é feita sua alimentação. Para o caso de um dipolo no espaço livre, alimentado pelo centro, de comprimento l e de diâmetro $2r$, tal que $r \ll \lambda$, com seu eixo posicionado na direção z , a distribuição de corrente pode ser aproximada, para uma fonte senoidal, por [8]:

$$I(x' = 0, y' = 0, z') = \begin{cases} I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right], & 0 \leq z' \leq l/2 \\ I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right], & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

A partir dessa distribuição de corrente, é possível encontrar o vetor \mathbf{A} da equação (3.12) e, em seguida, calcular os campos \mathbf{E} e \mathbf{H} . Com isso, pode-se obter densidade de potência através do vetor de Poynting:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \quad (3.26)$$

A potência média radiada pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \oint_S \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathbf{W}_{rad} \cdot d\mathbf{s} \quad (3.27)$$

A diretividade é calculada utilizando (3.14). A Fig. 3.3 ilustra o diagrama para a diretividade de um dipolo de meia onda. A impedância de entrada de um dipolo de meia onda, calculada teoricamente, é dada por $Z_{in} \sim 73 + j42,5 \Omega$. Quando essa estrutura é analisada pelo programa 4NEC2, o resultado para a impedância é $Z_{in} = 78,3 + j44,3 \Omega$.

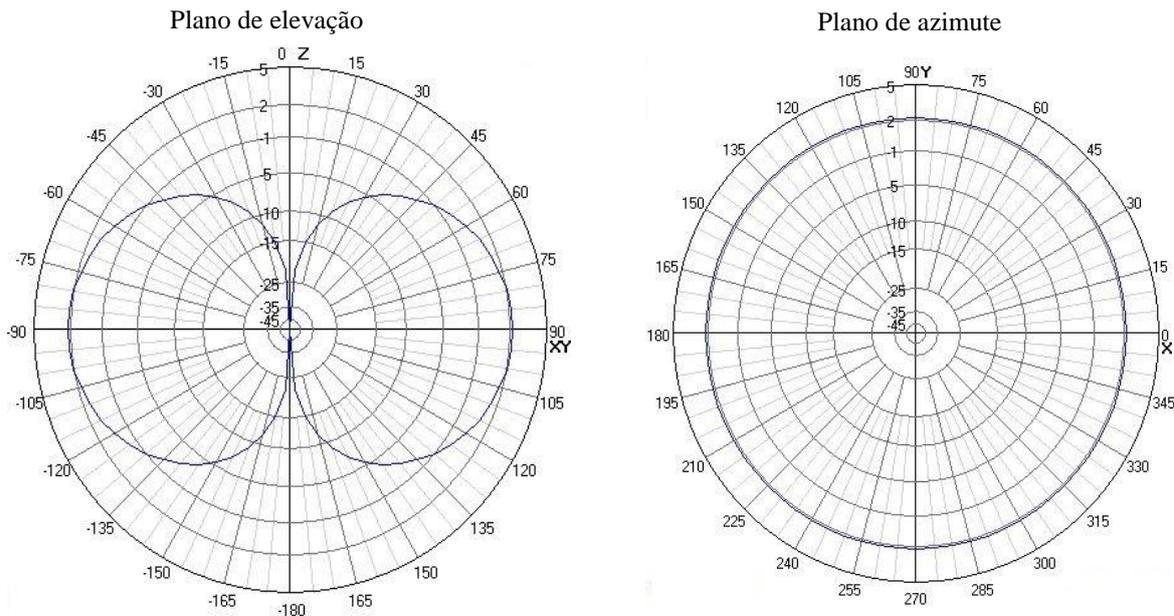


Figura 3.3 - Diagrama de diretividade (em dBi).

3.3.2. Comparação entre dipolo cilíndrico e do tipo gaiola

Para esta comparação, foi utilizado o programa 4NEC2, que é capaz de analisar vários tipos de estruturas, incluindo aquelas compostas por vários fios. Inicialmente, foi criado, no programa, um dipolo tipo gaiola, alimentado pelo centro, sendo a gaiola composta por seis fios dispostos na forma de um hexágono perfeito, como mostra a Fig. 3.4. O dipolo tipo gaiola tem comprimento de 22,154 m, o raio da gaiola foi assumido como sendo $r = 275,5$ mm e o raio de cada fio, $r_0 = 1,8$ mm. As dimensões da estrutura, mostrada na Fig. 3.5, correspondem às medidas reais de uma das antenas que serão analisadas posteriormente neste trabalho.

A partir da equação (3.24), encontra-se o raio do dipolo equivalente:

$$r_{eq} = r \cdot \sqrt[n]{\frac{n \cdot r_0}{r}} = 275,5 \cdot \sqrt[6]{\frac{6 \cdot 1,8}{275,5}} = 160 \text{ mm} \quad (3.28)$$

Na primeira simulação, foi comparada a impedância do dipolo gaiola e do dipolo equivalente na faixa de frequência de 1 MHz a 20 MHz. Essa faixa foi escolhida porque o dipolo deve operar em 6,185 MHz. O resultado é mostrado na Fig. 3.6. Pode-se notar que as curvas possuem certa semelhança, porém, para frequências maiores que 8 MHz, as diferenças começam a ficar mais acentuadas.

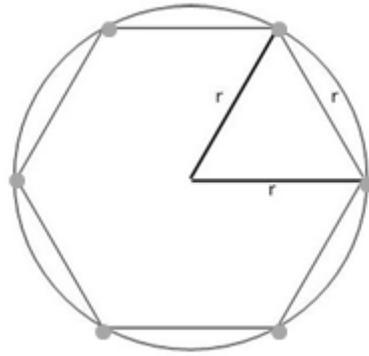


Figura 3.4 - Geometria da gaiola de 6 fios.

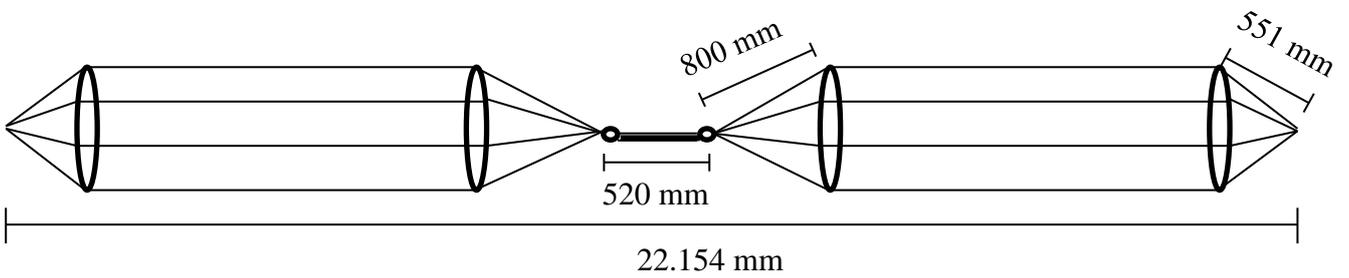


Figura 3.5 - Dimensões do dipolo tipo gaiola de seis fios.

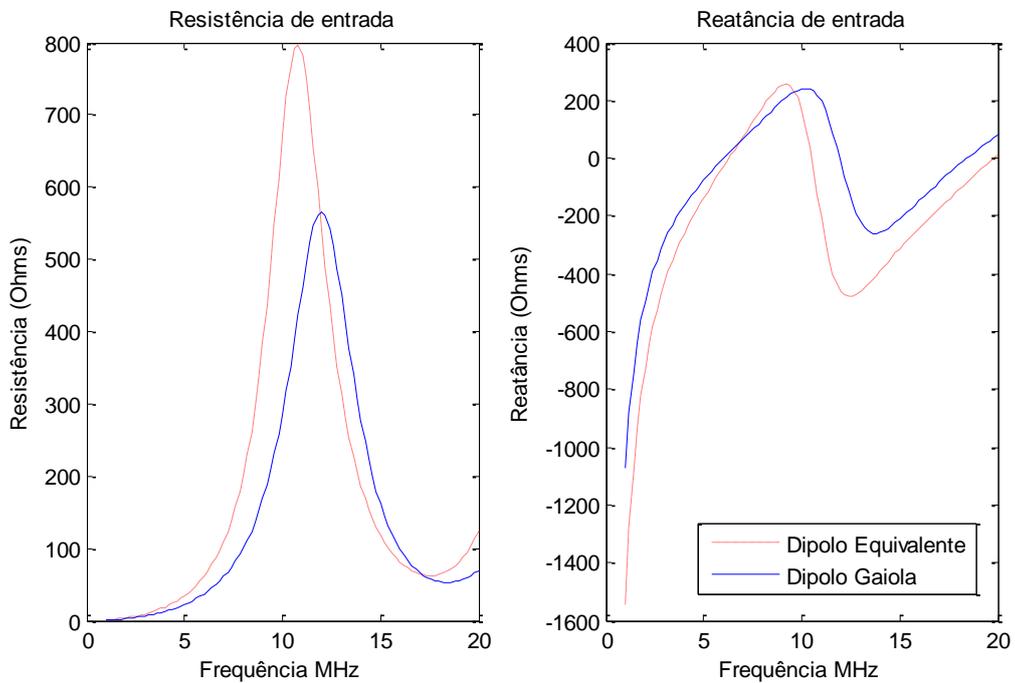


Figura 3.6 - Comparação entre as resistências e as reatâncias do dipolo gaiola de seis fios e seu equivalente cilíndrico.

Para continuar o teste da fórmula de Schelkunoff, aumentou-se o número de fios na gaiola para 10, mantendo as mesmas dimensões dadas à gaiola de 6 fios. A geometria da gaiola agora passará a ser de um decágono perfeito, como mostra Fig. 3.7. Neste caso, o dipolo equivalente terá raio $r_{eq} = 209,72$ mm e o comprimento se manterá em 22,154 m. Realizando a simulação para obtenção da impedância, novamente para a faixa de frequência de 1 MHz a 20 MHz, foram obtidas as curvas da Fig. 3.8. É possível perceber que as curvas se tornaram mais parecidas do que quando foi usada uma gaiola com 6 fios, então conclui-se que a expressão de Schelkunoff se torna uma boa aproximação quanto maior for o número de fios da gaiola. Pode-se observar também que, em ambos os casos, os dipolos tipo gaiola possuem, para frequências próximas a 6 MHz, resistência de entrada da ordem de 50 ohms e reatância quase nula, ou seja, essas estruturas se mostram vantajosas do ponto de vista de casamento de impedâncias.

Após a análise da variação causada pelo aumento do número de fios, será observado o efeito da variação do raio dos condutores usados na gaiola. Para isso, escolheu-se três valores para r_0 (0,9, 1,8 e 3,6 mm) e avaliou-se o que ocorre com a resistência e a reatância do dipolo tipo gaiola de 10 fios e seu equivalente cilíndrico, cujos raios são $r_{eq} = 195,67, 209,79$ e $224,77$ mm, respectivamente. Nas Fig. 3.9 e 3.10 são mostradas, respectivamente, as resistências e reatâncias para cada caso. Nota-se que o único efeito da variação do raio dos condutores da gaiola é a variação da amplitude das curvas de impedância: quanto menor for esse raio, menor será a amplitude da curva. O formato da curva se manteve para todos os casos, mas, para frequências acima de 5 MHz, a fórmula de Schelkunoff não se apresenta como uma boa aproximação para a gaiola de 10 fios, pois fornece erros maiores que 30% no caso da resistência. Esse erro chega a valores maiores que 100% para frequências superiores a 8 MHz. No caso da frequência de operação designada para essa antena, que é de 6,185 MHz, o erro na resistência é de 40,2% e na reatância é de 16,13%. Esses erros são consideráveis e poderão influenciar no resultado final se não forem levados em conta, no caso de uma substituição do dipolo gaiola por seu equivalente cilíndrico.

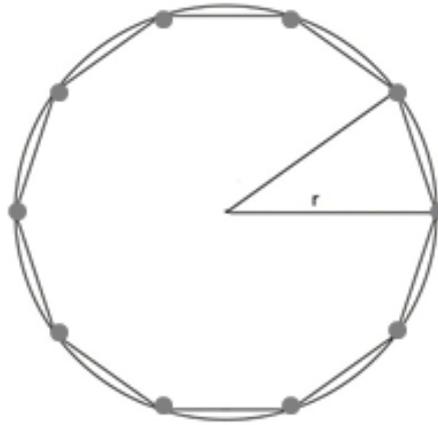


Figura 3.7 - Geometria da gaiola de 10 fios.

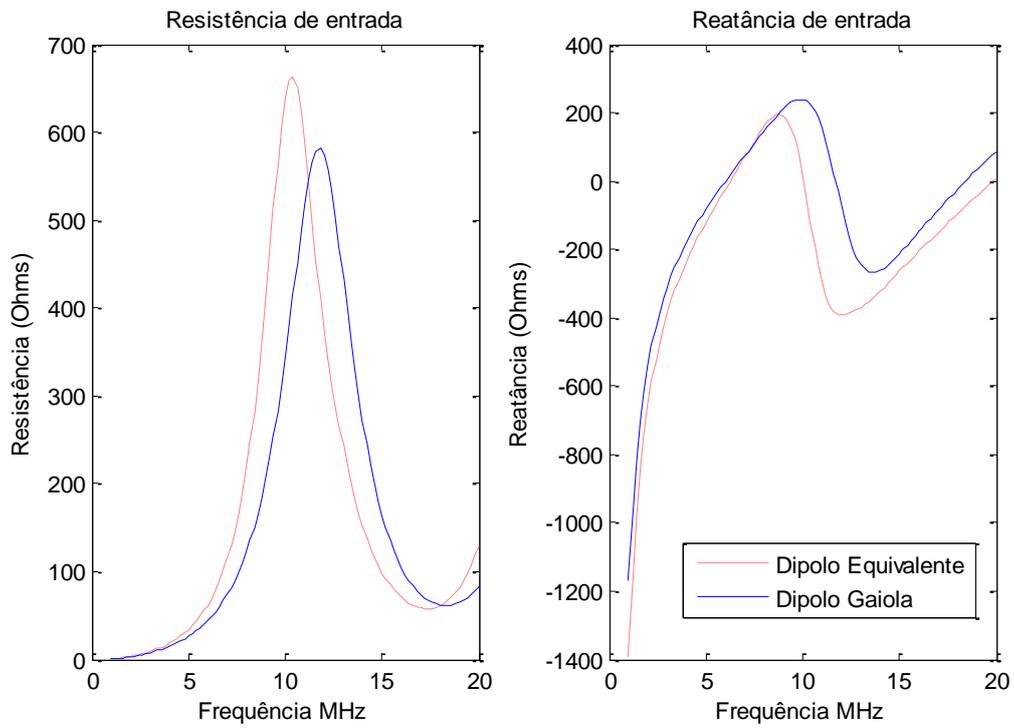


Figura 3.8 - Comparação entre as resistências e as reatâncias do dipolo gaiola de 10 fios e seu equivalente cilíndrico.

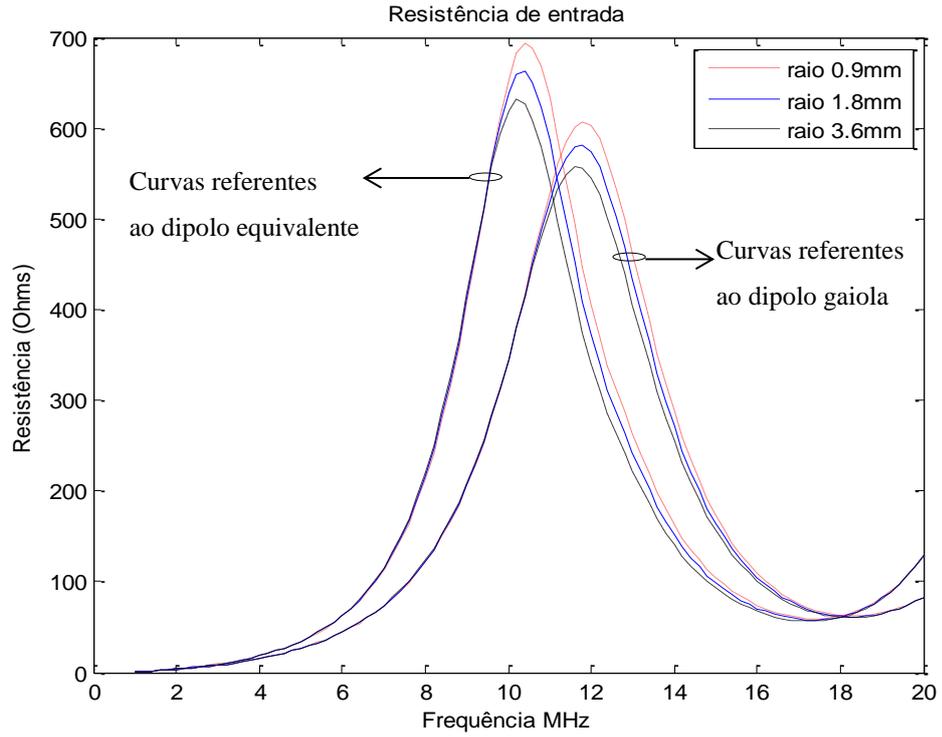


Figura 3.9 - Comparação entre as resistências considerando variação do raio interno dos condutores da gaiola.

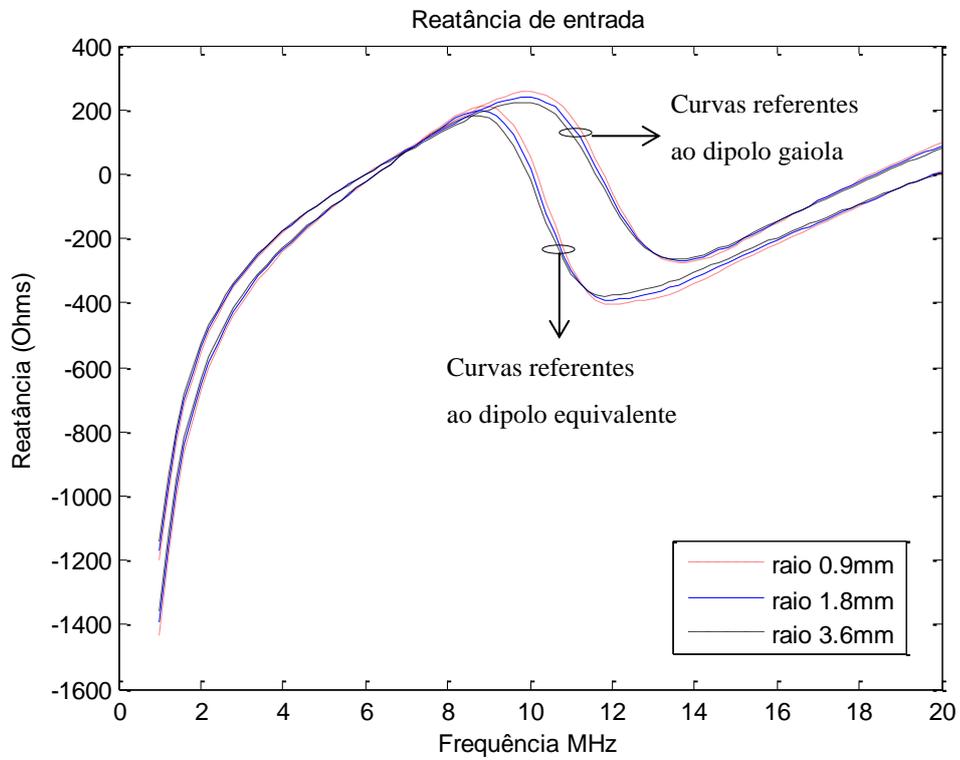


Figura 3.10 - Comparação entre as reatâncias considerando variação do raio interno dos condutores da gaiola.

No caso do diagrama de radiação, foram feitas simulações para todos os casos anteriores e os resultados obtidos foram praticamente idênticos. Na realidade, o programa 4NEC2 não fornece o diagrama de radiação e sim do ganho. Na Fig. 3.11 são mostrados os diagramas da diretividade (eficiência = 1) comparando o dipolo tipo gaiola de 10 fios com seu equivalente, sendo que ambos foram posicionados ao longo do eixo y , como na Fig. 3.12. Pela Fig. 3.11 é possível concluir que as diferenças no diagrama de diretividade são praticamente imperceptíveis, ou seja, do ponto de vista do diagrama, a expressão encontrada por Schelkunoff é verdadeira, pois a mesma semelhança foi encontrada em diversas outras comparações.

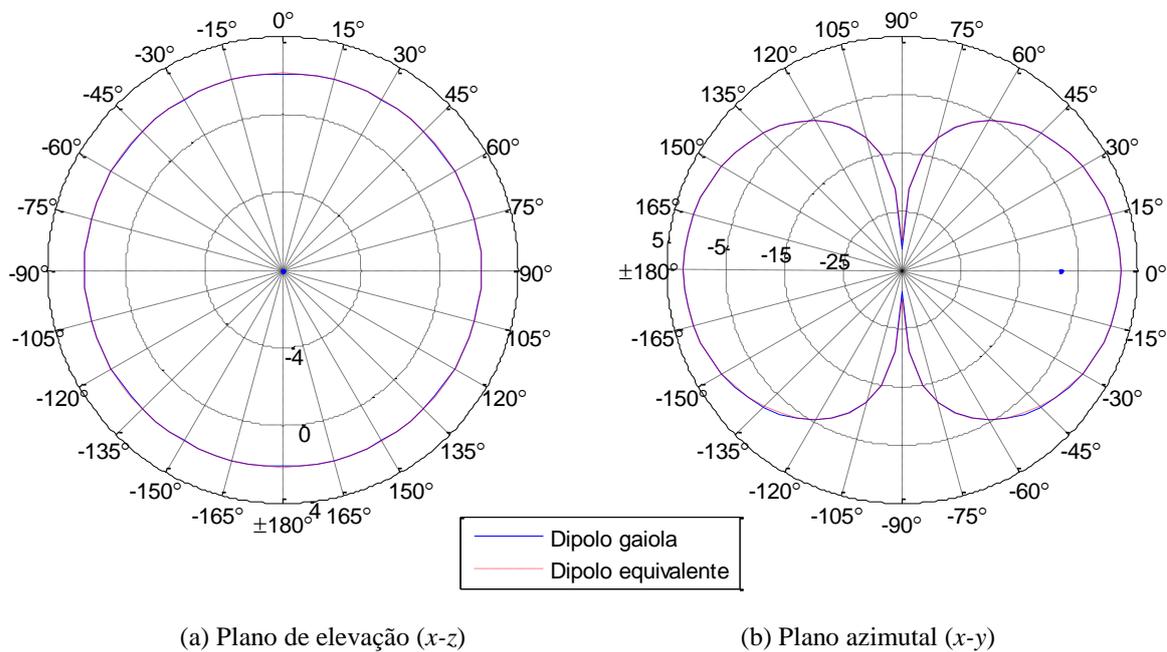


Figura 3.11 - Comparação entre os diagramas de diretividade do dipolo gaiola e seu equivalente (campo distante).

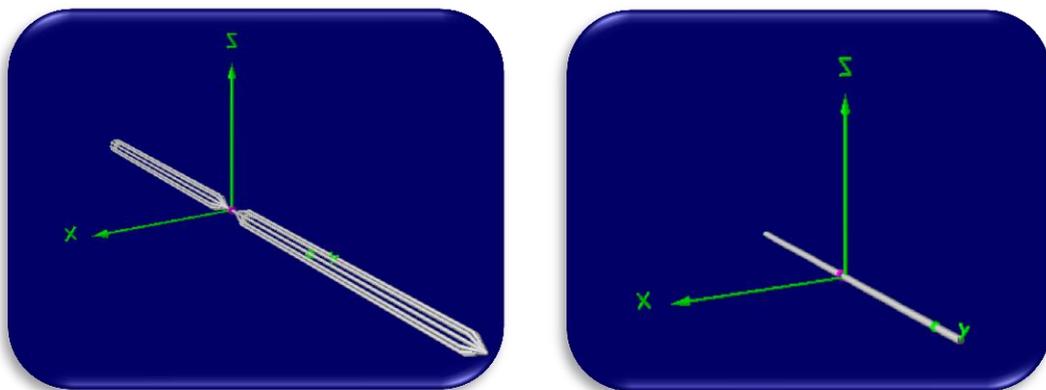


Figura 3.12 - Posicionamento do dipolo tipo gaiola e seu equivalente (4NEC2).

3.3.3. Avaliação dos resultados obtidos na comparação

Primeiramente, foi possível perceber que a fórmula de Schelkunoff apresenta bons resultados para a faixa de frequência que satisfaz as condições $\pi l \leq \lambda$ e $4\pi r \ll \lambda$, porém, para a frequência de interesse neste trabalho (6,185 MHz), a primeira condição não é atendida. Portanto, o intuito dessas simulações foi verificar a validade da fórmula, mesmo com essa violando a primeira condição.

O uso do dipolo equivalente no lugar do dipolo gaiola possui vantagens no ponto de vista da simplificação do problema, pois quando este tipo de antena foi desenvolvido, não existiam computadores capazes de solucionar problemas tão complexos e esse foi uma das estratégias que possibilitaram o tratamento de estruturas desse tipo. Porém, foi verificado, na comparação realizada, que a representação por meio de um dipolo equivalente irá originar erros muito grandes relacionados à impedância de entrada, na faixa de frequência próxima a 6 MHz.

De qualquer forma, durante o estudo feito foi possível perceber que o software 4NEC2 foi capaz de simular de maneira muito satisfatória uma estrutura do tipo gaiola, portanto, optou-se por não utilizar a expressão de Schelkunoff e trabalhar com a estrutura gaiola em si, aumentando a complexidade do problema e o tempo de simulação, mas, ao mesmo tempo, aumentando a precisão dos resultados obtidos e evitando a propagação de erros.

3.4. Dipolo dobrado do tipo gaiola

As antenas de transmissão da Rádio Nacional da Amazônia são compostas de dipolos dobrados do tipo gaiola. A seguir, será apresentado um estudo desse tipo de estrutura. Primeiramente, será feita uma explicação do dipolo dobrado filamentar alimentado pelo centro, para então se analisar o tipo gaiola, a fim de se observar as possíveis mudanças que ocorrem quando se faz essa troca.

3.4.1. Dipolo dobrado

As linhas de transmissão de fios paralelos possuem impedância característica da ordem de 300Ω , o que inviabiliza a sua utilização para a alimentação de um dipolo simples. De maneira a viabilizar o casamento da impedância, algumas mudanças podem ser feitas no dipolo, uma delas é montar o dipolo de maneira que ele forme um retângulo como mostra a Fig. 3.13. Nessa estrutura, chamada de dipolo dobrado, s geralmente é

muito estreito ($s \ll \lambda$) e funciona como um transformador de impedância. O diagrama de radiação mantém a forma de um dipolo simples, o ganho permanece aproximadamente o mesmo e a impedância aumenta. Para o caso em que $l = \lambda/2$, pode-se obter impedâncias em torno de 300Ω , que é um valor ideal para casamento de impedância com a linha de transmissão de fios paralelos.

Para a frequência de operação de 6,185 MHz, a antena transmissora tem comprimento $l = 22,154$ m, $s = 1,43$ m e o raio equivalente do fio é calculado como $r = 0,209$ m. Por meio de modelamento dessa estrutura no 4NEC2, obteve-se uma impedância de $306 + j58,2 \Omega$, próximo dos 300Ω como era de se esperar, pois $22,154 \text{ m} \approx \lambda/2$. O diagrama de radiação manteve seu formato praticamente idêntico ao dipolo simples e a diretividade máxima passou a ser 2,53 dB, um pequeno aumento quando comparado ao dipolo que é de 2,12 dB. O diagrama de radiação deste dipolo dobrado é mostrado na Fig. 3.14.

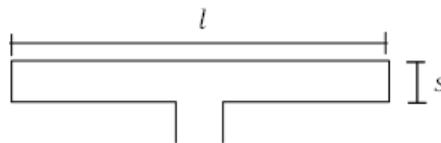


Figura 3.13 - Dipolo dobrado.

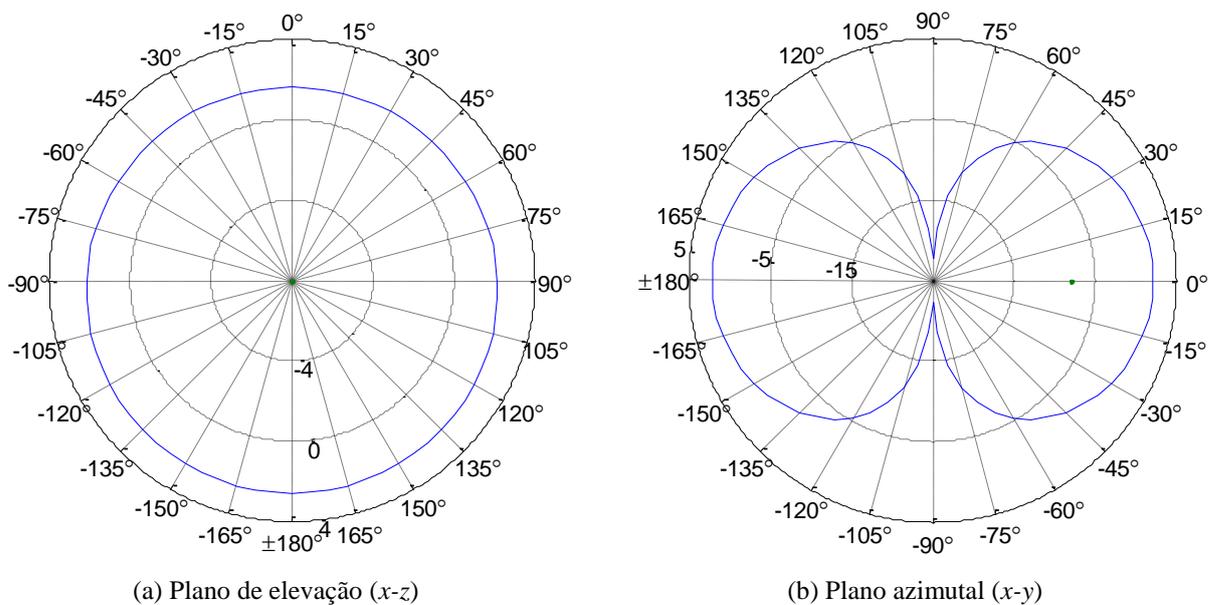


Figura 3.14 - Diagrama de radiação do dipolo dobrado 6,185 MHz em dB (campo distante).

3.4.2. Análise do dipolo dobrado do tipo gaiola

Entendendo um pouco das vantagens da utilização de um dipolo dobrado, pode-se partir agora para o caso de interesse, que é de um dipolo dobrado do tipo gaiola. A representação desse dipolo com suas dimensões para transmissão em 6,185 MHz são dadas na Fig. 3.15. A ideia de se usar a gaiola é aumentar a largura de banda da antena e diminuir sua impedância de entrada. Para verificar o que ocorre com o diagrama de radiação e com a impedância de entrada quando se passou a utilizar esse tipo de estrutura, ela foi modelada no programa 4NEC2 exatamente como na Fig. 3.15 posicionada com seu eixo paralelo ao eixo y . A impedância de entrada obtida foi de $159 + j60,1 \Omega$, ou seja, realmente diminuiu bastante comparada com a do dipolo dobrado, igual a $306 + j58,2 \Omega$.

Verificou-se também que a impedância se mantém próxima a certo valor em uma faixa de frequências maior que o dipolo dobrado. O módulo da impedância se mantém entre 158Ω e 178Ω e a fase varia apenas 5 graus na faixa de frequência de 5,9 MHz a 6,25 MHz, enquanto, no dipolo dobrado, a impedância varia de 274Ω a 324Ω em módulo e 15 graus em fase, confirmando assim o aumento na largura de banda. Já o diagrama de radiação se manteve praticamente igual ao esperado como mostra a Fig. 3.16. A diretividade máxima obtida foi de 2,49 dB, ou seja, houve uma diminuição quando comparado com os 2,53 dB do dipolo dobrado, porém essa é uma diferença desprezível.

As diferenças são praticamente imperceptíveis nos diagramas desenhados na Fig. 3.16, portanto, pode-se concluir que o uso da estrutura gaiola altera significativamente apenas a impedância, mantendo suas características de radiação praticamente as mesmas. O uso dessa estrutura mostra-se realmente vantajoso caso haja necessidade de se diminuir a impedância de entrada da antena.

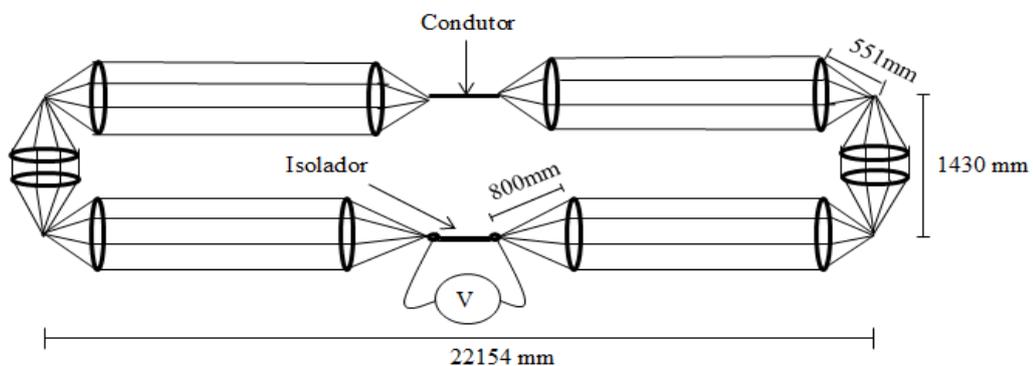


Figura 3.15 - Estrutura do dipolo dobrado do tipo gaiola para 6,185 MHz.

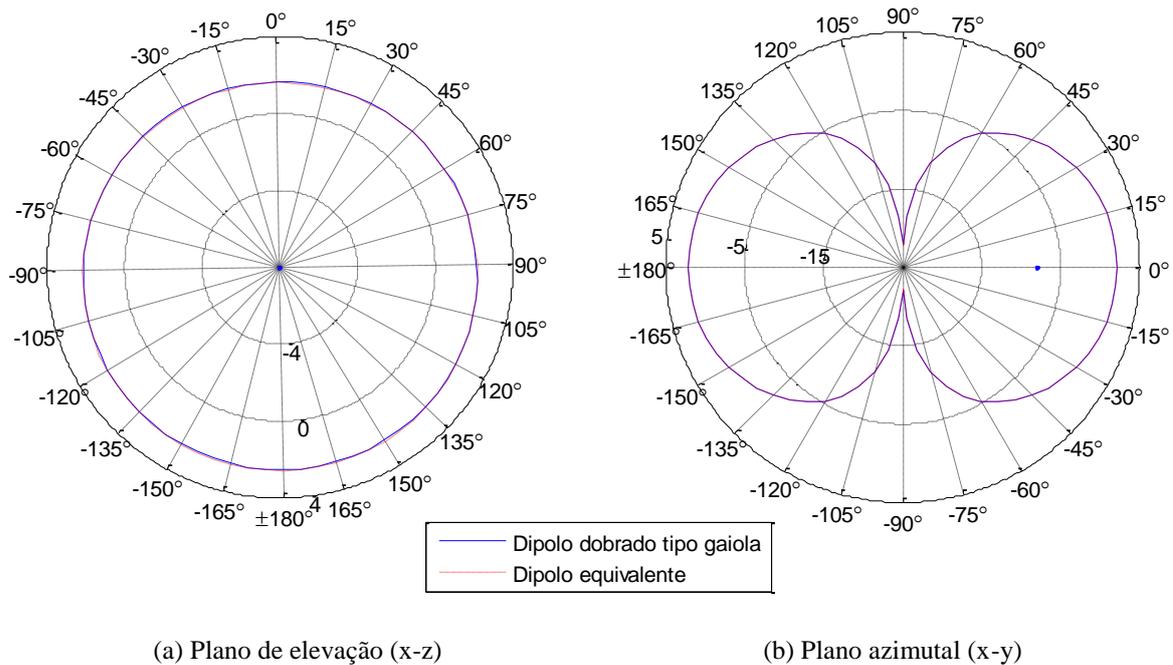


Figura 3.16 – Comparação entre o diagrama de radiação do dipolo dobrado e o do tipo gaiola (campo distante).

3.5. Conjuntos de antenas

O diagrama de radiação de um elemento isolado geralmente apresenta baixos valores de diretividade, como pode ser verificado nos casos do dipolo retilíneo e do dipolo dobrado. Entretanto, em situações de comunicações de longas distâncias, por exemplo, são necessárias antenas diretivas. Isso poderia ser conseguido com o aumento do comprimento elétrico da antena, porém resultaria numa alteração significativa da impedância. A solução para esse problema vem da utilização de conjuntos de antenas, que não altera as dimensões dos elementos individuais. No conjunto esses elementos individuais são dispostos de maneira a formar uma configuração elétrica ou geométrica de elementos radiantes. Os fatores que irão influenciar no diagrama de radiação de um conjunto de elementos idênticos serão: a configuração geométrica do conjunto global, a separação relativa entre os elementos, a amplitude de excitação dos elementos individuais, a fase da excitação dos elementos individuais e o diagrama relativo dos elementos individuais.

As antenas utilizadas no Conjunto C da Radiobrás são compostas, cada uma, por dois dipolos dobrados do tipo gaiola, todos com estrutura idêntica à da Fig. 3.15, variando apenas as dimensões em alguns casos, ou seja, são conjuntos de dois elementos que estão centrados no eixo z e posicionados no mesmo plano, como mostra a Fig. 3.17. As tensões “V” que alimentam cada um dos dipolos são iguais em módulo e em fase. Para o caso da

transmissão em 6,185 MHz, cada dipolo dobrado tem as dimensões dadas na Fig. 3.15 e os valores das variáveis da Fig. 3.17 são: $h = 24,697$ m e $H = h$. Considerando que esta estrutura está no espaço livre, foram feitas simulações para avaliar a impedância de cada elemento dessa estrutura e o diagrama de radiação.

A impedância de entrada de cada elemento obtida foi de $117 + j1,81\Omega$ e é diferente da impedância da estrutura avaliada na seção 3.4.2, onde ela possuía apenas um dipolo com impedância $159 + j60,1 \Omega$. Essa diferença já era esperada, pois nessa nova situação ocorre um acoplamento entre as antenas, ou seja, devido à proximidade entre as duas, tem-se que o campo elétrico produzido em uma está induzindo corrente na outra, causando essa variação na impedância de entrada.

O diagrama de radiação passou a ser como o mostrado na Fig. 3.18, com diretividade máxima de 6,02 dB, que é bem mais alta do que os 2,49 dB do dipolo dobrado calculado anteriormente. Esse é exatamente o resultado esperado de um conjunto de antenas, ou seja, um aumento substancial da diretividade dos elementos que o compõe. A polarização deste conjunto continua sendo horizontal, pois para campo distante existe apenas a componente em ϕ do campo elétrico.

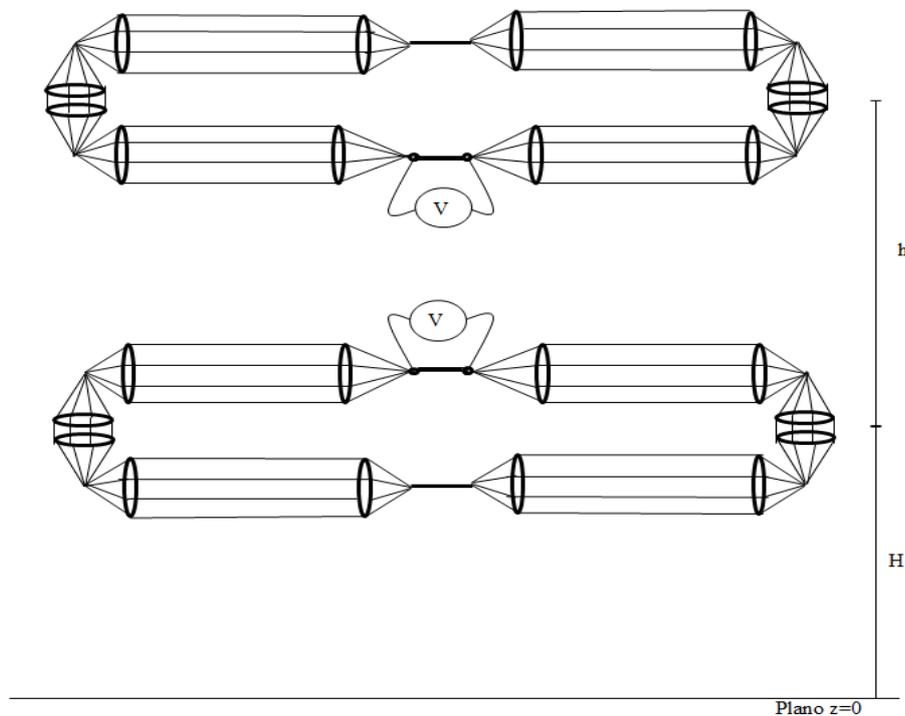


Figura 3.17 - Conjunto de dipolos dobrados tipo gaiola.

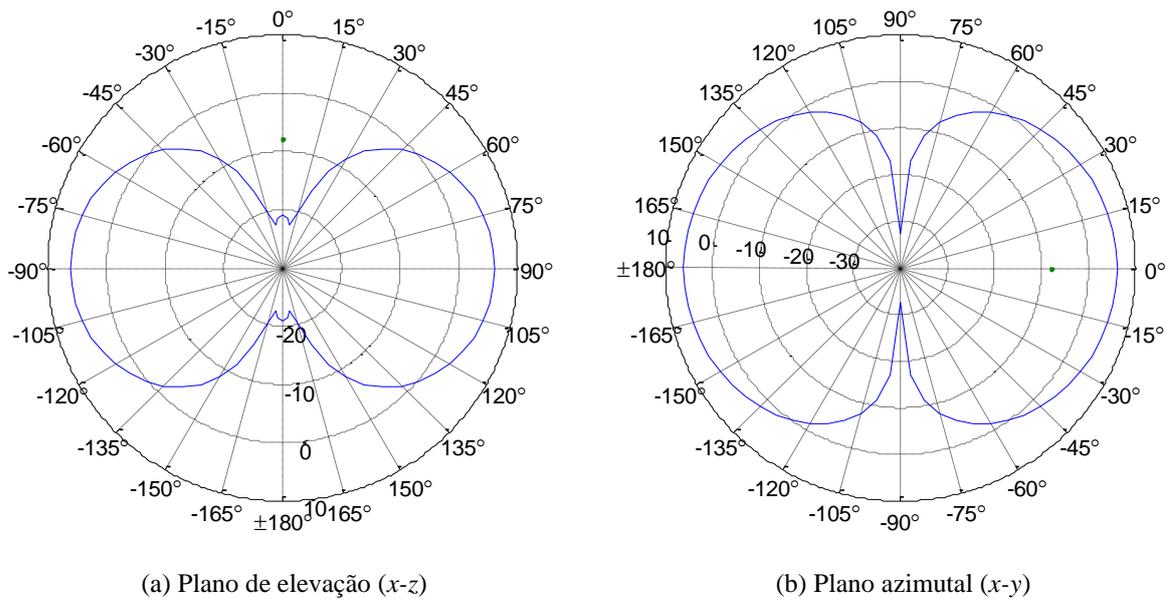


Figura 3.18 - Diagrama de radiação do conjunto de dipolos dobrados (campo distante).

3.6. Efeitos do solo

O “plano terra” tem um importante papel na propagação das ondas analisadas neste trabalho. Parte do sinal que atinge a antena receptora é devido à reflexão da onda pela terra ou mar. Essas ondas refletidas pela terra irão influenciar no ângulo de partida, θ , conforme ilustra a Fig. 3.19. O “plano terra” terá uma importância relevante na análise da radiação da antena, pois possibilitará que as antenas radiem com um ângulo θ suficiente para atingir o alvo desejado, sem necessidade de outra técnica para conseguir o ângulo de partida.

Porém, cada solo possui suas características eletromagnéticas, como a permissividade relativa, ϵ_r , e a condutividade, σ . Esses parâmetros irão influenciar na capacidade de reflexão do solo, podendo variar o ângulo θ para cada valor destas características. Por isso é necessário fazer testes e obter um valor exato das características do solo, chegando a resultados precisos. Porém, o valor da condutividade é difícil de obter, em virtude da complexidade inerente ao processo de medição ou do custo envolvidos nas medidas. Para efeito de análise, será considerado $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 3 \text{ mS/m}$ [17].

Além das características eletromagnéticas, há as variações também no perfil do solo. Quando a superfície do terreno for plana e perfeitamente lisa, tem-se a reflexão especular, semelhante à reflexão da luz em um espelho. Como exemplo, tem-se a superfície de um lago tranquilo, em que a onda eletromagnética reflete segundo um ângulo bem determinado, igual ao ângulo de incidência. Nos enlaces reais, o solo apresenta-se com um relevo irregular (Fig. 3.20), na qual a energia da onda refletida espalha-se em várias

direções, constituindo uma reflexão difusa. Para ondas em HF, esse efeito das irregularidades do solo é amenizado devido ao comprimento de onda ser muito maior que a maioria das irregularidades.

Para visualizar melhor o efeito de um plano condutor no diagrama de radiação foram realizadas três simulações usando a estrutura da Fig. 3.17. A primeira foi com a estrutura no espaço livre, a segunda com a terra perfeitamente condutora e a última usando a terra com os parâmetros $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 3$ mS/m, todas elas considerando a terra como uma superfície plana. O resultado é dado na Fig. 3.21. Com esses diagramas é possível comprovar que o solo contribui aumentando a diretividade da antena, onde a máxima alcançou 11,1 dB em um ângulo de 15° do solo. Os efeitos na impedância foram mínimos, aumentando menos de 1%.

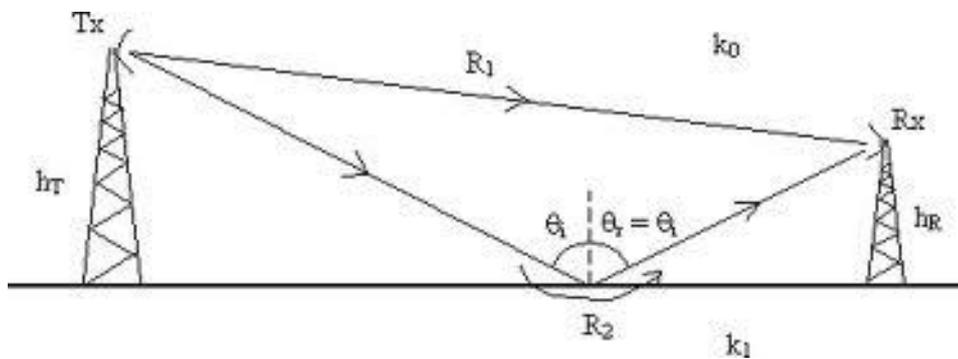


Figura 3.19 - Plano com relevo liso.

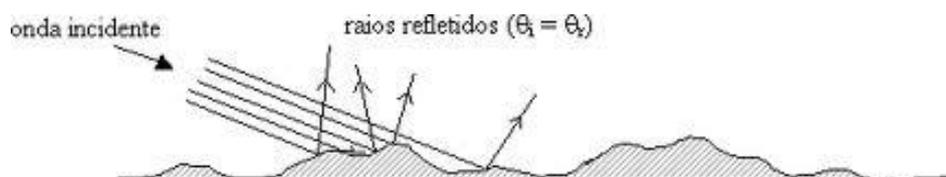


Figura 3.20 - Plano com perfil irregular.

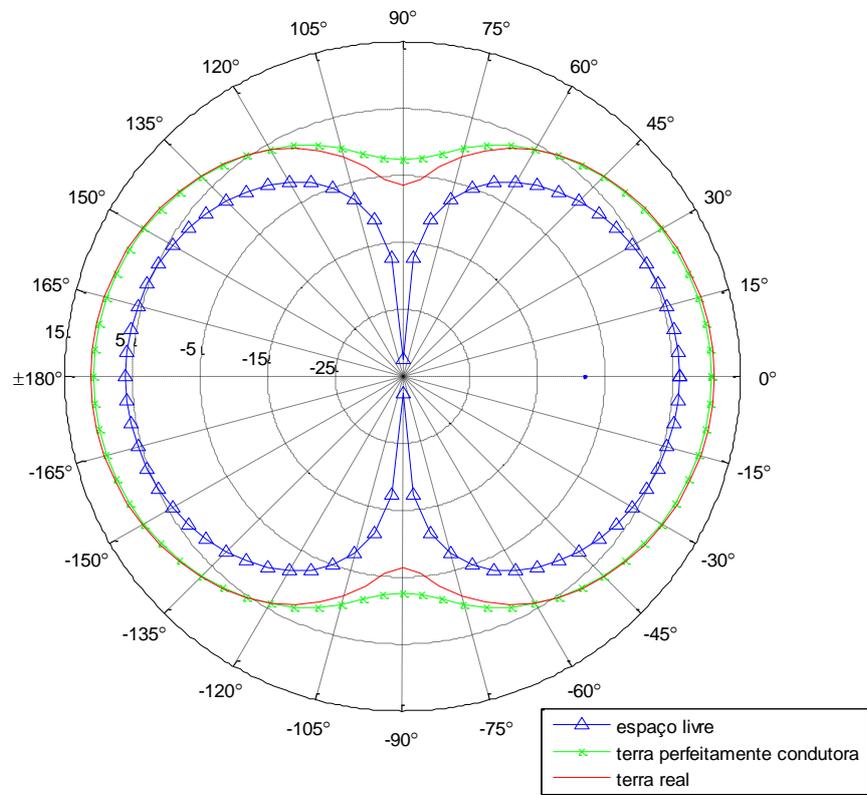
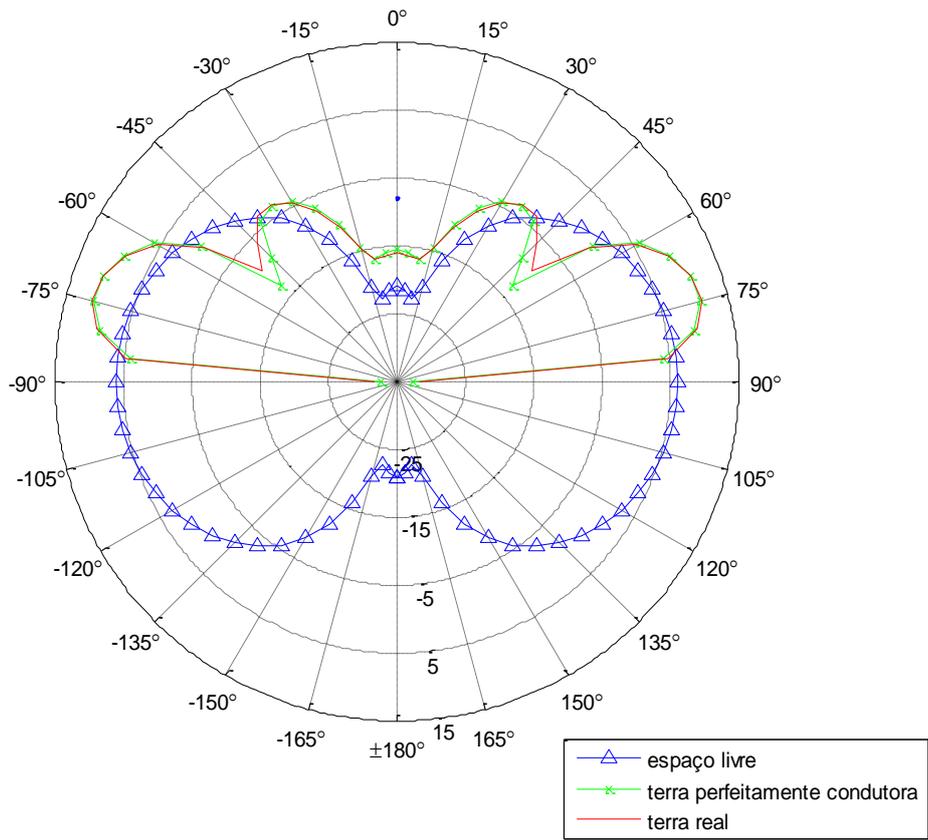


Figura 3.21 - Efeito do solo no diagrama de radiação.

4. CONJUNTO DE DIPOLOS DE ONDAS CURTAS

O conjunto de “Dipolo” de ondas curtas da EBC é composto por 4 subconjuntos de antenas, que são denominados C1, C2, C3 e C4, sendo cada um deles alimentado separadamente. Os subconjuntos C2 e C3 têm as mesmas estruturas e dimensões e são usados para operar em frequências próximas a 6 MHz. Atualmente, o subconjunto C2 está sendo usado para transmitir o sinal da Rádio Nacional da Amazônia em 6.185 kHz e o subconjunto C3 não está transmitindo. A estrutura e as dimensões dos subconjuntos C1 e C4 também são idênticas. Eles foram projetados de maneira que possam transmitir em três frequências 9,11 ou 15 MHz. Porém, apenas o subconjunto C4 está em operação, transmitindo o sinal da Rádio Nacional da Amazônia na frequência de 11,780 MHz.

4.1. Os subconjuntos de antenas C2 e C3

A única diferença entre os subconjuntos de antenas C2 e C3 é o posicionamento: cada um está direcionado para uma região diferente. Suas estruturas são compostas de um conjunto de dois dipolos dobrados, como o da Fig. 3.17, com as medidas da Fig. 3.15, além de uma cortina refletora, representada na Fig. 4.1. Essa cortina, feita de fios, funciona como um plano condutor perfeito, pois os espaçamentos entre os fios são muito menores que o comprimento de onda. O plano refletor, assim como o “plano terra”, é capaz de tornar a antena mais diretiva. Toda a estrutura está suspensa por duas torres e existem separadores entre a cortina e o conjunto de dipolos que mantém a distância relativa entre os dois sempre constante e o isolamento elétrico. Existe também uma estrutura montada com contrapesos que mantêm as posições dos dipolos e da cortina fixas com relação ao solo, independentemente de ventanias ou temporais.

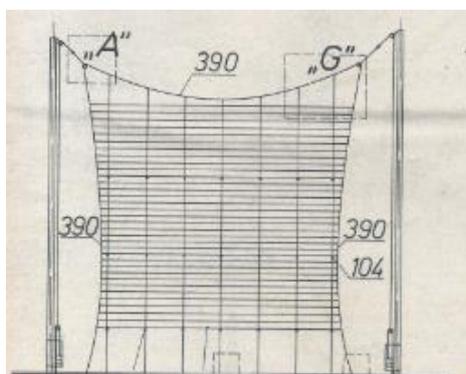


Figura 4.1 - Cortina refletora de fios.

Para a realização das simulações, a cortina refletora foi representada como na Fig. 4.2(a), com $L_c = 53,502$ m, $H_c = 52,48$ m, $H_T = 10,635$ m e a distância entre cada fio igual a 1,59 m. A Fig. 4.2(b) mostra a vista superior, onde é possível ver a posição relativa entre a cortina e os dipolos, $d_c = 12,35$ m. A Fig. 4.2(c) mostra a estrutura completa modelada no programa 4NEC2. A simulação da estrutura completa em 6,185 MHz, usando solo real, mostrou que a cortina refletora realmente cumpriu sua função. O feixe principal ficou mais focalizado em uma região como mostra a Fig. 4.3, que é exatamente o objetivo dessa estrutura, ou seja, enviar o sinal da Rádio Nacional da Amazônia para a região norte.

Na Fig. 4.3 é possível ver que no plano de elevação, o lóbulo principal está em uma faixa de 5 à 30 graus do solo, fazendo com que a maior parte da potencia seja mandada para a ionosfera, onde ocorre o fenômeno da reflexão, permitindo que o sinal alcance a região desejada. A diretividade máxima foi de 15,1 dB, que é um bom valor para transmissão em longas distâncias. O campo elétrico está totalmente na direção de ϕ , ou seja, a polarização dessa estrutura é horizontal.

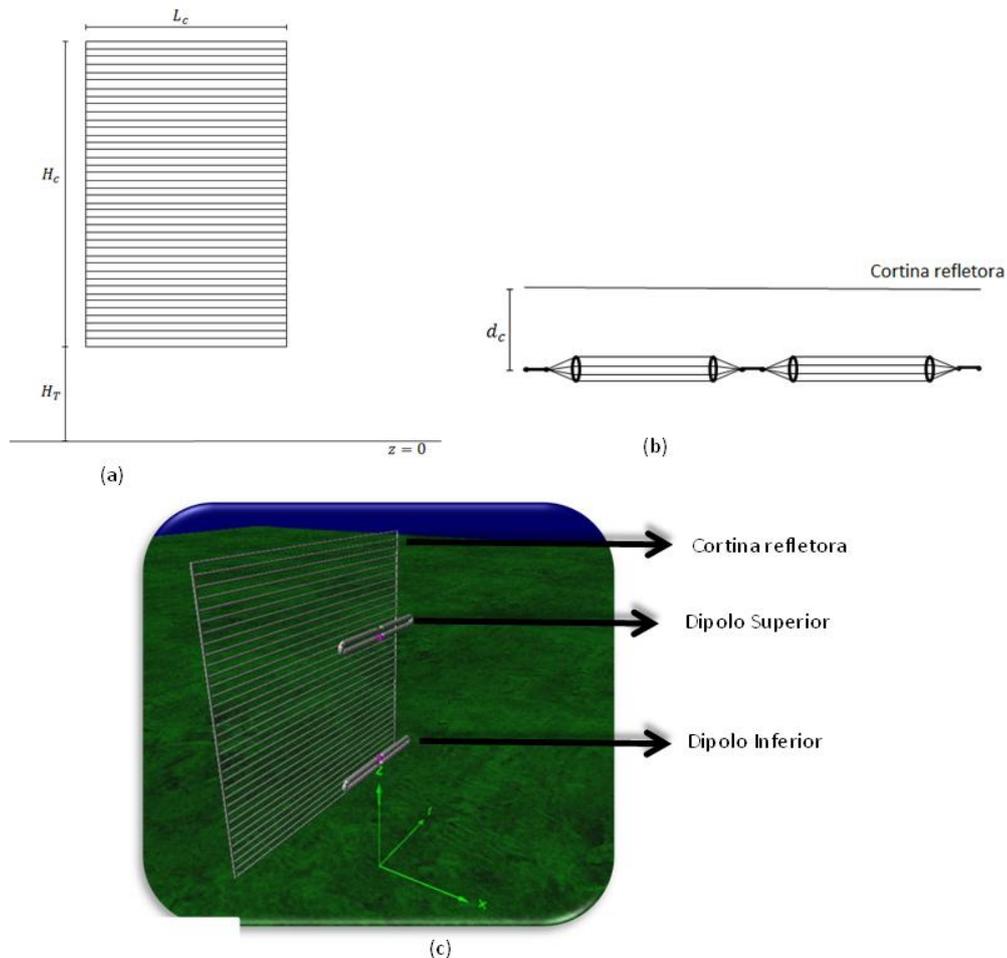
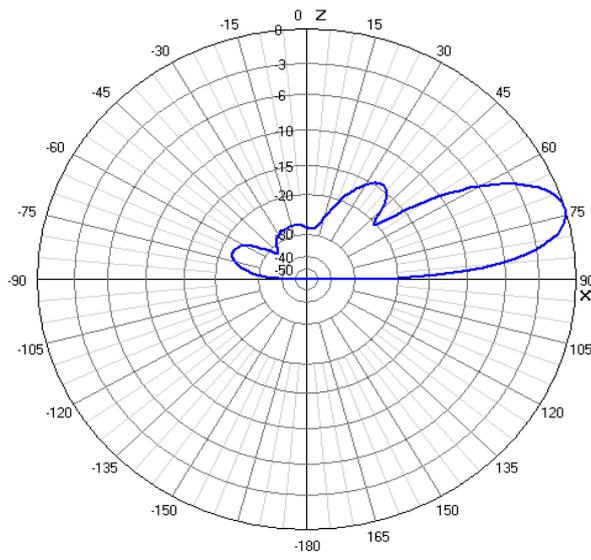
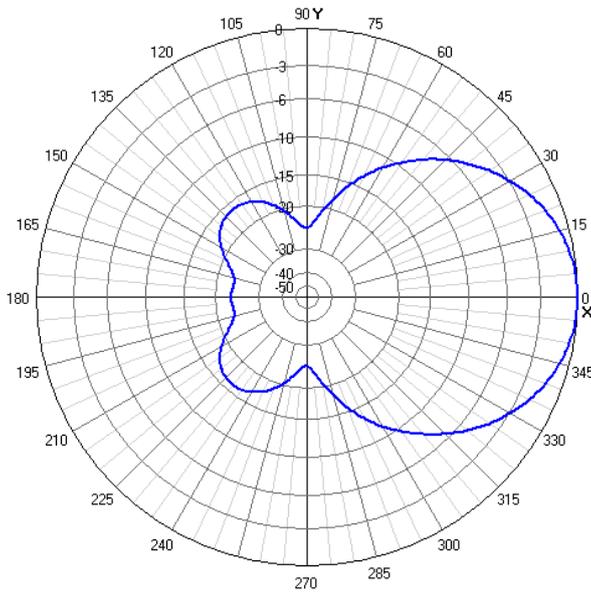


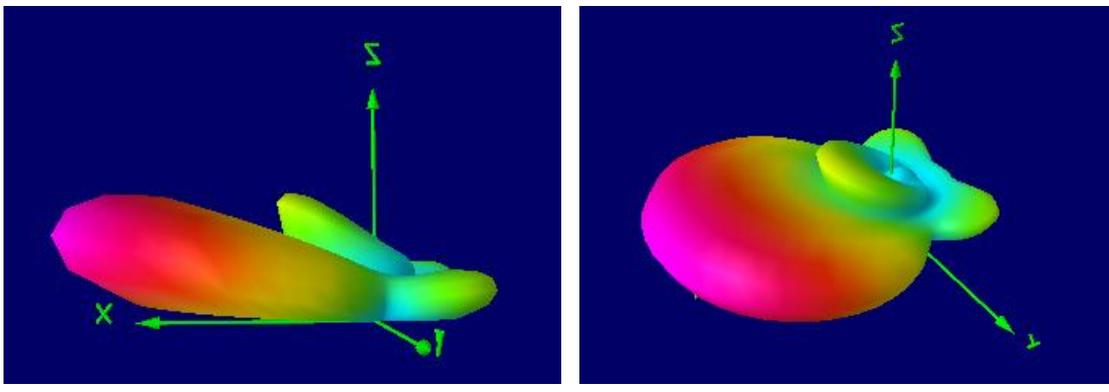
Figura 4.2 - Estrutura completa da antena modelada no 4NEC2.



(a) Plano de elevação (x-z)



(b) Plano azimutal (x-y)

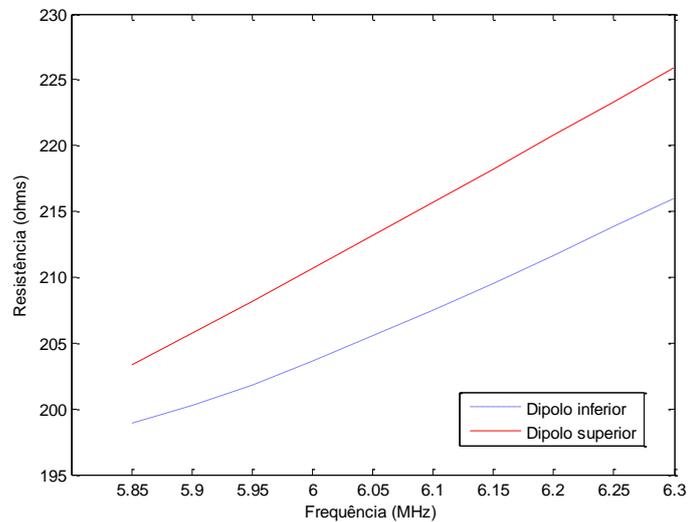


(c) Diagrama tridimensional

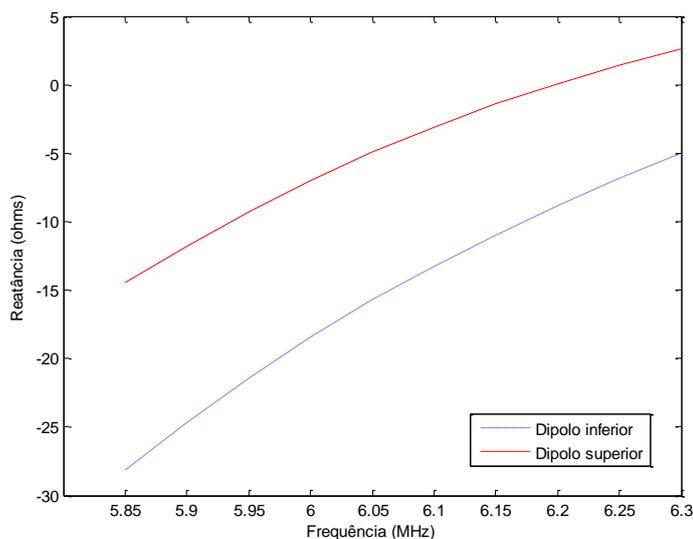
Figura 4.3 - Diagrama de radiação normalizado dos subconjuntos C2 e C3 (campo distante).

A impedância de entrada foi calculada nos terminais de alimentação de cada um dos dipolos dobrados. Por causa da maior proximidade do solo de um dos elementos e a presença da cortina refletora, os resultados deram $Z_{in1} = 220 - j0,32 \Omega$ para a impedância de entrada do elemento superior e $Z_{in2} = 211 - j0,45 \Omega$ para o elemento inferior.

Para verificar a banda de frequência dessa antena, foram feitas simulações na faixa de 5,85 MHz até 6,25 MHz. Verificou-se que o ganho se manteve entre 14,6 dB e 15,1 dB e o formato do diagrama de radiação foi o mesmo. O resultado obtido para a impedância de entrada é mostrado na Fig. 4.4, onde se observa pequenas variações na impedância de entrada, porém, sem alterar de maneira significativa o coeficiente de reflexão nem a taxa de onda estacionária. Portanto, se pode garantir que, nessa faixa, a transmissão é eficiente, desde que ocorra o casamento com a linha de transmissão.



(a) Resistência de entrada



(b) Reatância de entrada

Figura 4.4 - Resistência e reatância de entrada dos elementos dos subconjuntos (6,185 MHz).

Segundo a Portaria nº 25, do Ministério das Comunicações, a largura de banda de audiofrequência para OC deverá ser de 10 kHz. Esse valor será utilizado na verificação da largura de banda das antenas.

4.1.1. Linha de transmissão

Como a alimentação de cada um dos subconjuntos é feita separadamente, cada um deles possui sua própria linha de transmissão, que são idênticas. Elas são linhas bifilares do tipo gaiola como mostra a Fig. 4.5(a). Para simplificar a análise desse tipo de linha, será usada a expressão de Schelkunoff, para o cálculo do raio equivalente do fio cilíndrico maciço da Fig. 4.5(b) que representa a gaiola. Foi visto no capítulo 3 que a expressão (3.24) na faixa de 6 MHz leva a erros muito pequenos na reatância, mas na resistência esse erro chegou a ser de um aumento de até 30%. Portanto na análise feita a seguir será considerado o erro médio de todas as simulações feitas, que foi de 25% de acréscimo na impedância, para maior confiabilidade dos resultados. Para o caso de linhas bifilares como da Fig. 4.5, os parâmetros são dados por [18]:

$$\text{Resistência } R' = \frac{\sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu_c}{\sigma_c}}}{\pi \cdot a} \quad (\Omega/\text{m}) \quad (4.1)$$

$$\text{Indutância } L' = \frac{\mu}{\pi} \cdot \ln \left[(d_T/2 \cdot a) + \sqrt{(d_T/2 \cdot a)^2 - 1} \right] \quad (\Omega/\text{m}) \quad (4.2)$$

$$\text{Condutância } G' = \frac{\pi \cdot \sigma}{\ln \left[(d_T/2 \cdot a) + \sqrt{(d_T/2 \cdot a)^2 - 1} \right]} \quad (\Omega/\text{m}) \quad (4.3)$$

$$\text{Capacitância } C' = \frac{\pi \cdot \varepsilon}{\ln \left[(d_T/2 \cdot a) + \sqrt{(d_T/2 \cdot a)^2 - 1} \right]} \quad (\Omega/\text{m}) \quad (4.4)$$

onde ε , μ e σ são a permissividade, a permeabilidade e a condutividade do meio dielétrico, que no caso em questão é o ar, já μ_c e σ_c são a permeabilidade e a condutividade dos condutores, que neste caso são de cobre.

A alimentação dos subconjuntos C2 e C3 são feitas usando três linhas de transmissão como mostra a Fig. 4.6, duas com impedância característica Z_1 e uma com impedância característica Z_2 . A fonte alimenta a linha de transmissão 2 (LT2), que transmite a potência para os elementos do subconjuntos através das linhas de transmissão 1 (LT1) e 3 (LT3).

A distância entre os condutores das três linhas de transmissão são iguais e dadas por $d_T = 0.52$ m. As diferenças existentes na linha estão na quantidade de fios que compõem a

gaiola e o raio da gaiola. No caso da LT2, cada gaiola possui 12 fios e seu raio é 46 mm, já as LT1 e LT3 possuem uma gaiola de 6 fios e seu raio é de 21 mm. Usando a fórmula (3.24) tem-se que o raio equivalente da LT2 é dado por $a_2 = 43,2$ mm e das LT1 e LT3 é dado por $a_1 = 18,8$ mm. Com essas medidas é possível calcular todos os parâmetros das linhas de transmissão e também a impedância característica delas através da equação (4.5), na qual a frequência de operação é 6,185 MHz:

$$Z_c = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (\Omega) \quad (4.5)$$

A partir dessa equação, obteve-se $Z_1 = 419 \Omega$ e $Z_2 = 320 \Omega$. Considerando o erro médio de 25% (ver Fig.3.6 3.8) devido à aproximação pela fórmula de Schelkunoff, os valores das impedâncias características diminuem e passam a ser $Z_1 = 314 \Omega$ e $Z_2 = 240 \Omega$. O comprimento da LT2 é aproximadamente um múltiplo de meio comprimento de onda, e o comprimento das LT1 e LT3 é de 11,633 m, que é próximo de $\lambda/4$. O esquemático das linhas de transmissão com a fonte e as antenas é dado na Fig. 4.7.

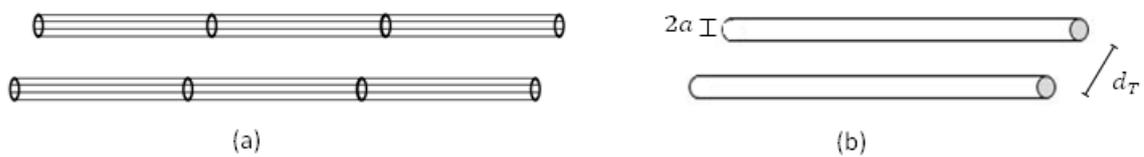


Figura 4.5- Linha de Transmissão bifilar tipo gaiola e equivalente.

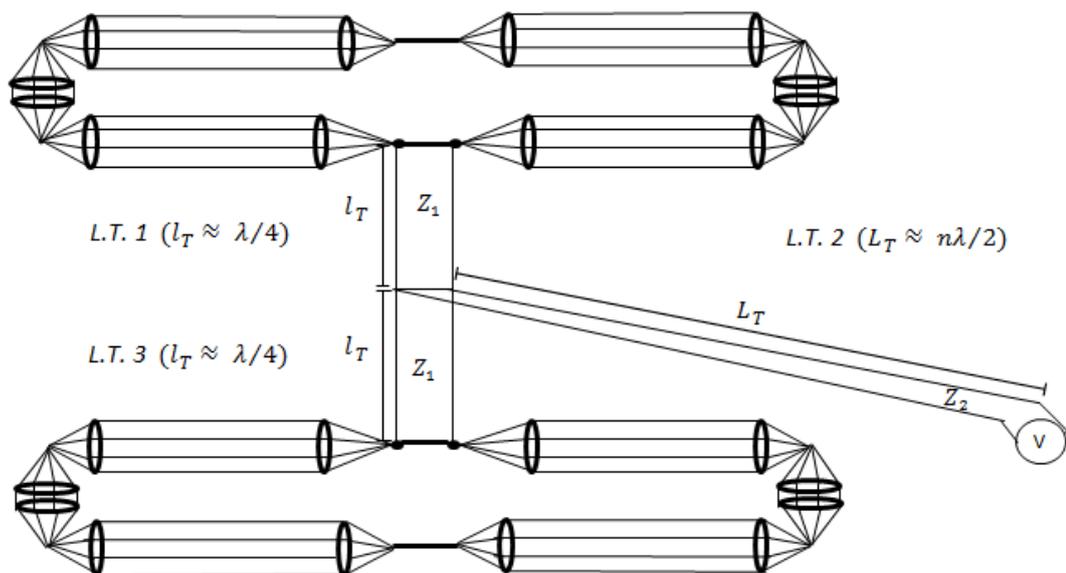


Figura 4.6 - Linhas de transmissão que alimentam os subconjuntos C2 e C3.

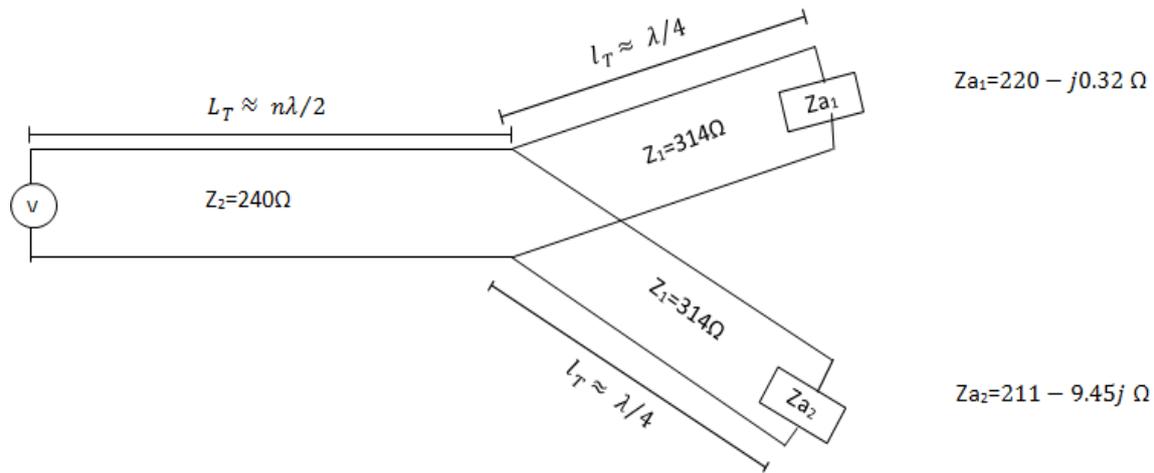


Figura 4.7 - Esquemático das linhas de transmissão para os subconjuntos C2 e C3.

Para verificar o casamento de impedâncias, deve-se calcular a impedância nos terminais de saída da LT2. Para isso, usa-se a relação existente em uma linha de transmissão de $\lambda/4$, onde sua impedância de entrada é dada por:

$$Z_{ink} = \frac{Z_1^2}{Z_{ak}} (\Omega), \text{ onde } k = 1,2 \quad (4.6)$$

Logo, $Z_{in1} = 448,162 + j0,652 \Omega$ e $Z_{in2} = 466,344 + j20,886 \Omega$. Fazendo-se o equivalente dessas impedâncias, que estão em paralelo, obtém-se a impedância desejada que é dada por $Z_{in} = 228,64 + j5,18 \Omega$.

As expressões (4.7) e (4.8), onde Z_L é a impedância da carga e Z_0 é a impedância da linha, permitem o cálculo do coeficiente de reflexão (Γ) e da taxa de onda estacionária (S). Neste caso, o coeficiente de reflexão é $\Gamma = -0,0243 + j0,0108$ e a razão de onda estacionária é $S = 1,054$, ou seja, pode-se considerar que está ocorrendo um bom casamento de impedância.

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.7)$$

$$S = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.8)$$

A potência fornecida pela fonte é de 150 kW e a impedância que a fonte enxerga é dada por Z_{in} pois LT2 possui comprimento múltiplo de $\lambda/2$, portanto o circuito equivalente

é dado como na Fig. 4.8. A tensão V pode ser calculada e é igual a 5.848 V. As perdas na linha de transmissão são praticamente nulas, pois as constantes de atenuação são da ordem de 10^{-6} , tal que as perdas só serão relevantes em algumas centenas de quilômetros, que não é o caso. Como a LT2 possui comprimento múltiplo de $\lambda/2$, os seus terminais de saída possuem tensão de 5.848 V, e nos terminais das linhas LT1 e LT3, que têm comprimento $\lambda/4$, a tensão é de $j5.848$ V, que é também a tensão que alimenta cada elemento do subconjunto.

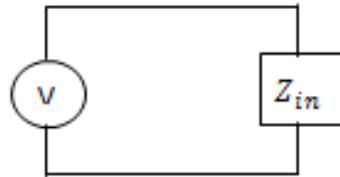


Figura 4.8 - Circuito equivalente dos subconjuntos C2 e C3.

4.1.2. Propagação

Com o auxílio do software VOACAP, foi realizada a análise da propagação do sinal transmitido pelos subconjuntos de antenas C2 e C3, em 6.185 kHz. Esses subconjuntos possuem as mesmas características, mudando apenas o ângulo azimutal. Na análise foi utilizado o subconjunto C2, para o mês de julho de 2013, em que cada dipolo será alimentado por 75 kW de potência, resultando em 150 kW de potência no total. O subconjunto C3 se encontra no apêndice A.

Para comunicação usando ondas curtas, uma das condições para a propagação do sinal é que a frequência usada seja menor que a máxima frequência utilizável (MUF – *Maximum Usable Frequency*). No entanto, a MUF não é suficiente para informar a existência do sinal na recepção, mas sim a probabilidade de haver sinal na região. Para as antenas em estudo, a MUF é mostrada na Fig. 4.9. Nota-se que, para a região da Amazônia, a MUF está entre 14 MHz e 21 MHz, viabilizando assim o uso da faixa de frequência em análise.

A intensidade do campo elétrico de transmissão em ondas curtas é baixa, devido à degradações causadas pela ionosfera. Todos os receptores atuais são super-heteródinos, pois mudam a frequência recebida para uma frequência intermediária fixa antes do sinal do rádio ser demodulado e obtido o áudio. A fim de obter a qualidade de recepção aceitável, é

fundamental analisar as especificações técnicas do receptor, principalmente a sensibilidade e a seletividade. A primeira descreve o quanto o receptor pode responder a um sinal de rádio fraco e reproduzir áudio suficientemente claro para se escutar. A seletividade indica a capacidade do receptor filtrar sinais recebido. Para as antenas em análise, fez-se simulação para diferentes horas do dia, a fim de comparar a propagação do sinal para a variação do tempo. Em relação à região do Brasil, para o horário de 9 horas (Fig.4.10 a) há uma intensidade de campo elétrico maior que 14 dB μ (ou seja, 5,02 μ V/m), que de acordo com os receptores disponível no mercado, são suficientes para uma adequada recepção do sinal. Para as 22 horas (Fig. 4.10 b), há um aumento na intensidade do campo devido a baixa absorção do sinal pela camada D, uma vez que durante a noite esta camada desaparece. Para as 12 horas (Fig.4.10 c), há diminuição da intensidade do campo, uma vez que a camada D alcança seu máximo por volta deste horário, resultando em elevada absorção do sinal.

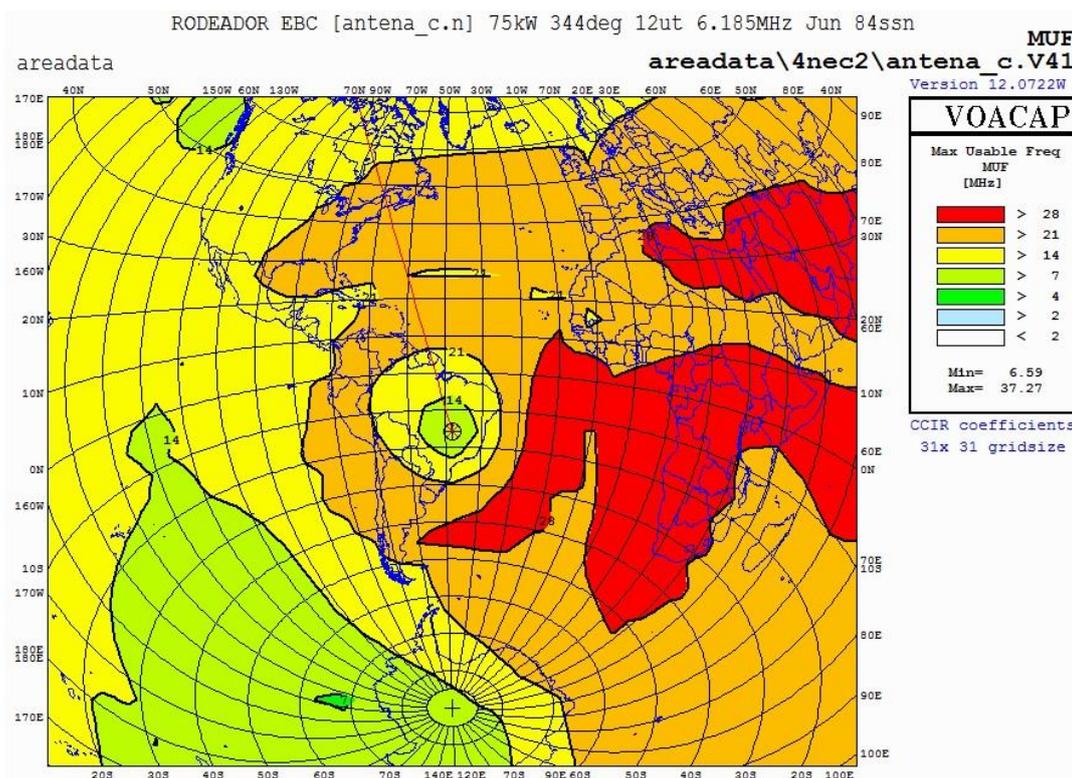
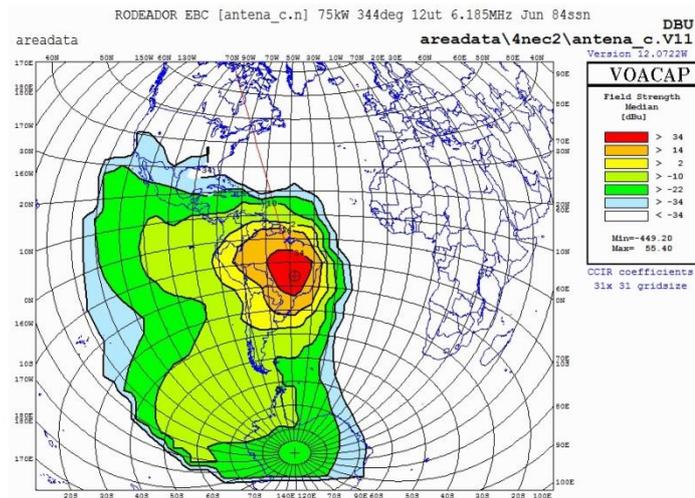
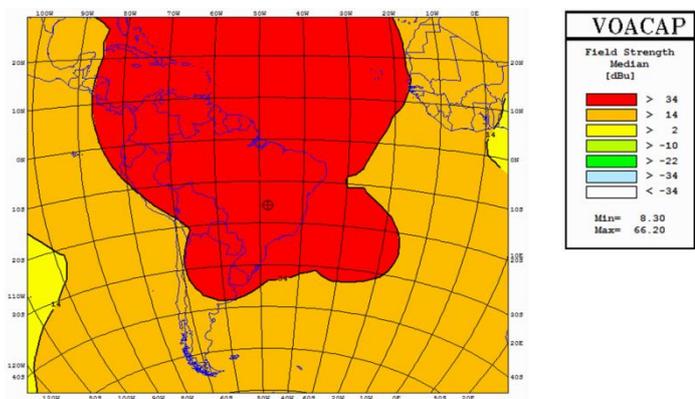


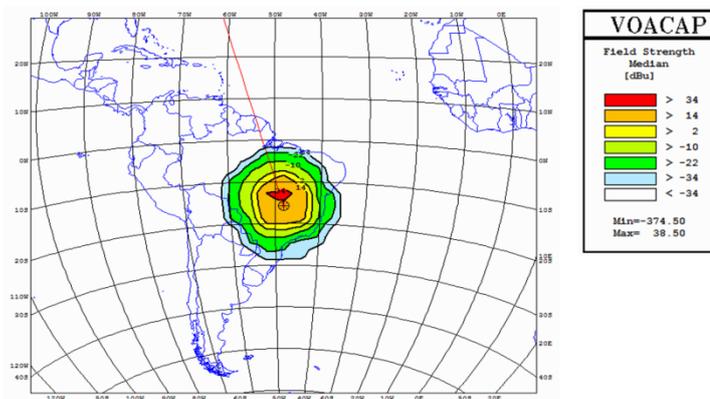
Figura 4.9 – Máxima frequência utilizável (MUF).



(a) Campo para C2 às 9 horas da manhã.



(b) Campo para C2 às 22 horas.



(c) Campo para C2 às 12 horas.

Figura 4.10 – Intensidade do campo elétrico.

A relação sinal ruído (RSR) é definida como a razão da potência de um sinal e a potência do ruído sobreposto ao sinal. Embora muitos circuitos ionosféricos permitissem bons serviços, em geral o padrão é baixo devido à variabilidade das condições ionosféricas, o que conduz a desvanecimento do sinal e, então, a uma relação RSR baixa e variável. Para

as antenas C2 e C3, mostrada na Fig.4.11, essa relação para o Brasil é maior que 45 dB, valor razoável para uma boa recepção. O VOACAP utiliza a recomendação da UIT P.372-8 para analisar o nível do ruído da propagação.

A altura virtual é a altura aparente na qual ocorre a reflexão, e varia com o tempo devido as mudanças nas condições da ionosfera. À medida que a radiação solar incide na ionosfera, maior a concentração de elétrons e menor a altura virtual. Na Fig. 4.12, a hora está em UT (tempo universal). Basta diminuir 3 horas para obter o horário em Brasília. Para 6 MHz, mostra-se uma altura que varia de 100 km a 300 km durante o dia, e que às 15 UT (12 horas em Brasília) tem-se a menor altura virtual devido a alta taxa de concentração de elétrons por causa da radiação solar.

O ângulo de radiação depende de fatores tais como a altura da camada refletora, a extensão que a mesma está eletrificada, e a distância entre os locais de transmissão e recepção. Na Fig. 4.13, mostra-se o ângulo ideal para as frequências com a variação do tempo, e como visto na Fig. 4.3, o ângulo de radiação encontra-se numa faixa entre 5° e 30° que apresenta ganho de 10 dB a 15 dB.

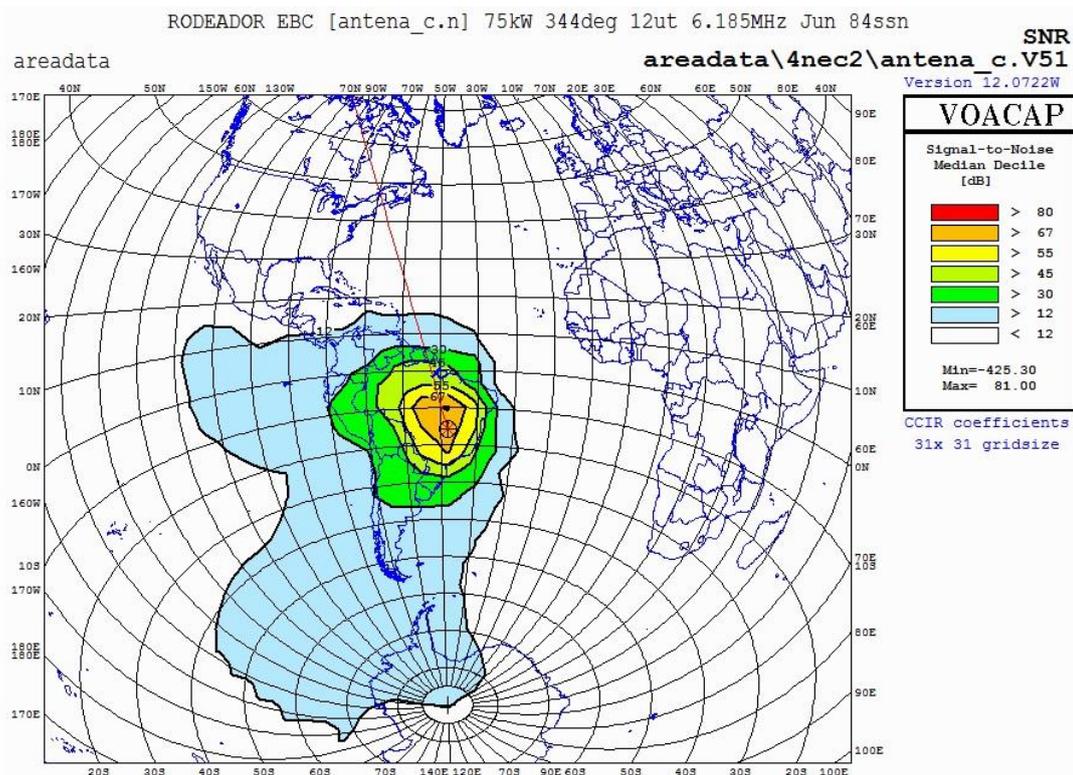


Figura 4.11 – SNR para a região do Brasil.

```

Jun 2013 SSN = 84. Minimum Angle= 0.100 degrees
RODEADOR EBC MANAUS AZIMUTHS N. MI. KM
15.75 S 48.12 W - 3.13 S 60.02 W 315.93 137.90 1033.7 1914.2
XMTR 2-30 3-D Table [4nec2\antena_c.n13 ] Az=344.0 OFFaz=331.9 75.000kW
RCVR 2-30 + 0.0 dBi [RECEIVE\iso03db.hfa ] Az=138.0 OFFaz=359.9
3 MHz NOISE = -140.0 dBW REQ. REL = 90% REQ. SNR = 45.0 dB
MULTIPATH POWER TOLERANCE = 3.0 dB MULTIPATH DELAY TOLERANCE = 0.100 ms

```

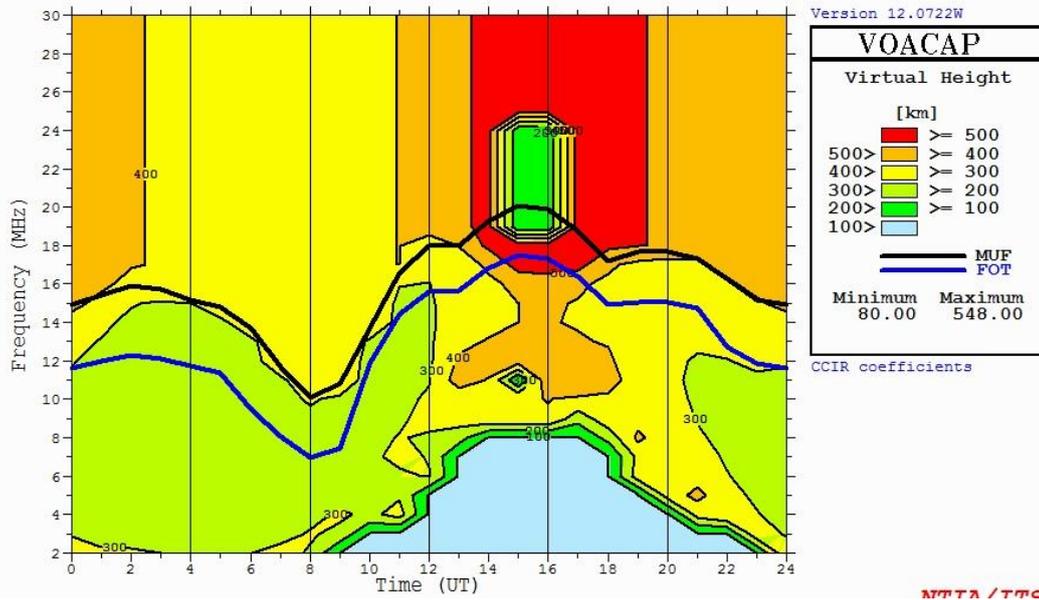


Figura 4.12 - Altura virtual em função do tempo.

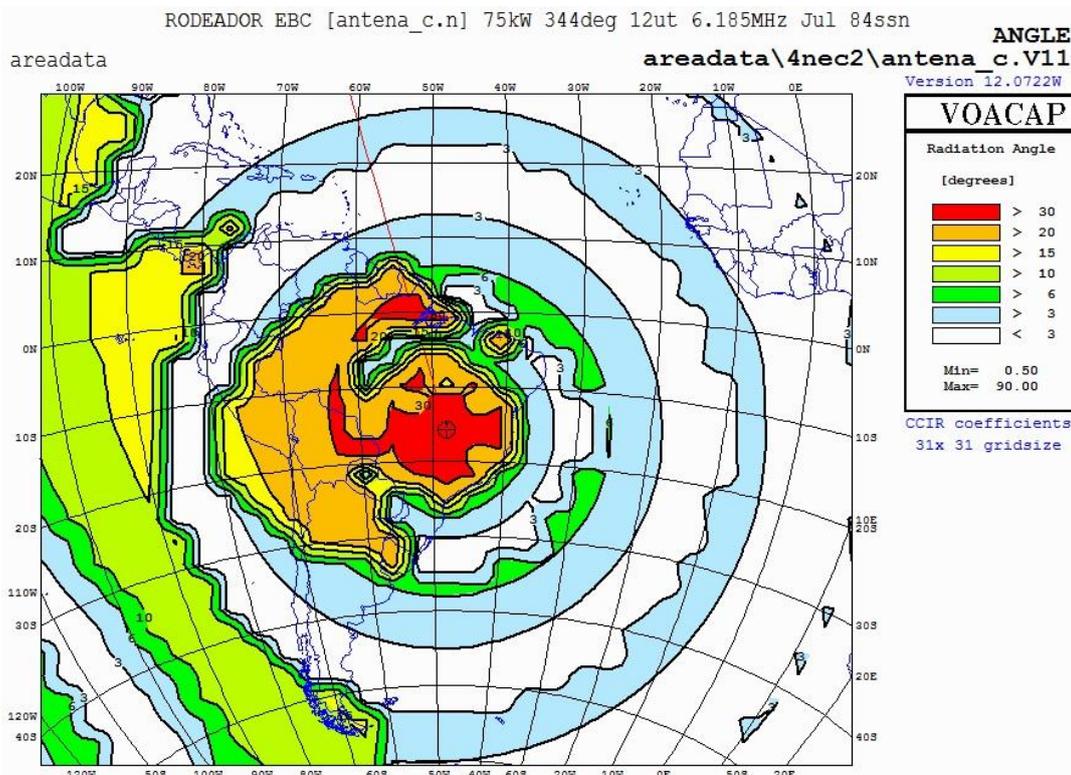


Figura 4.13 - Ângulo de radiação devido a variação do tempo.

4.2. Os subconjuntos de antenas C1 e C4

A estrutura dos subconjuntos C1 e C4 possui exatamente a mesma composição dos subconjuntos C2 e C3, ou seja, também são formados de dois dipolos do tipo gaiola alimentados pelo centro e uma cortina refletora, porém diferem com relação às dimensões. Os subconjuntos C1 e C4 são exatamente iguais e diferem apenas no seu posicionamento, onde cada um está colocado em um certo ângulo de azimute. As dimensões de cada dipolo dobrado são dadas na Fig. 4.14. Neste caso, o raio da gaiola é de 112,5 mm e o raio de cada fio é de 1,8 mm. A disposição dos dois dipolos dobrados com relação ao solo também pode ser representada pela Fig. 3.17, com $h = H = 12,381$ m. A cortina refletora é representada como na Fig. 4.2(a), com $L_c = 36$ m, $H_c = 25,5$ m, $H_T = 5,4$ m e é composta por 31 fios. A sua distância do dipolo mostrado na Fig. 4.2(b) é dada por $d_c = 6,191$ m. Sua estrutura também é composta por contrapesos mantendo a posição relativa do conjunto com o solo sempre constante independente de variações temporais, como ventanias por exemplo.

A simulação desta estrutura para 11,780 MHz apresentou o diagrama de radiação para campo distante mostrado na Fig. 4.15. Na Fig. 4.15(a) pode-se ver que o ângulo de partida está entre 15 e 20 graus, ou seja, grande parte da potência é mandada para ionosfera. A diretividade máxima foi de 15 dB e o campo elétrico está totalmente na direção de ϕ , portanto a polarização dessa estrutura é horizontal.

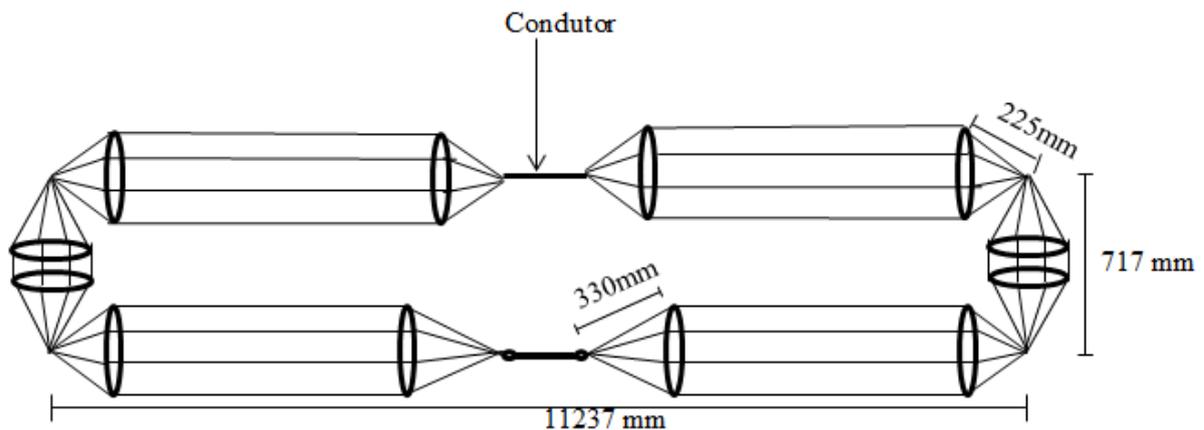
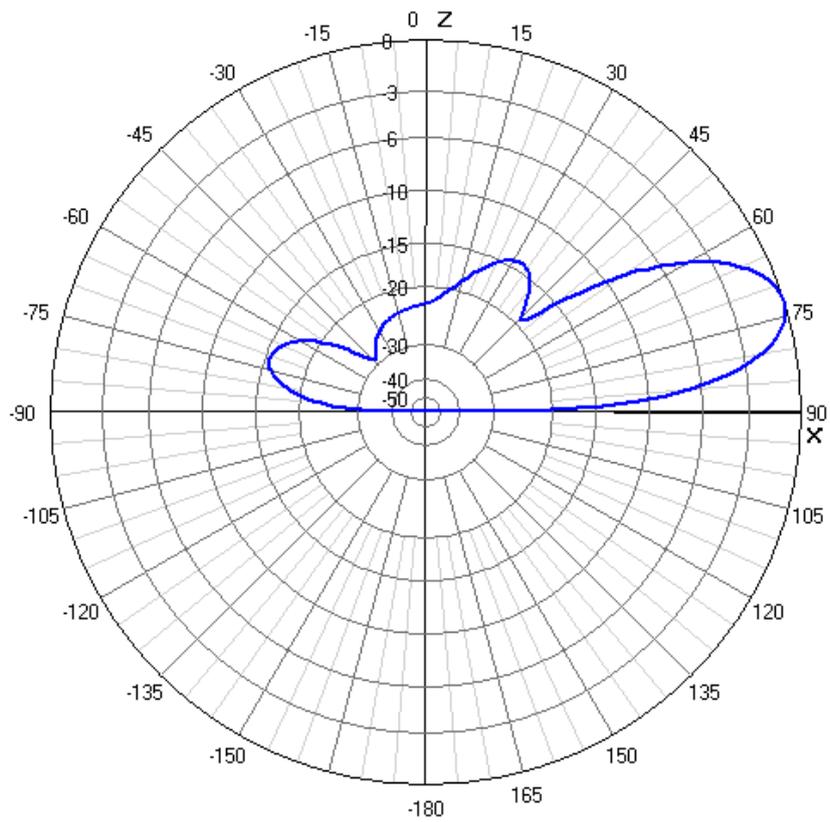
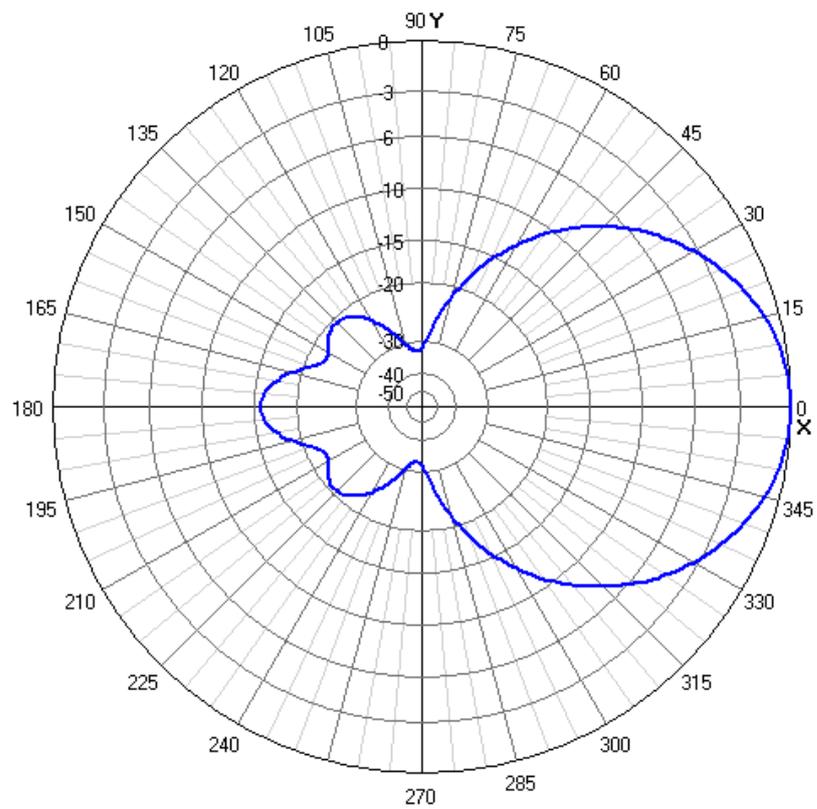


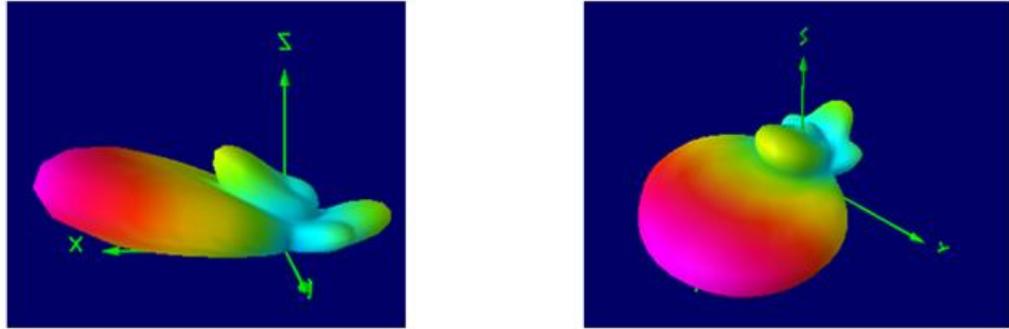
Figura 4.14 - Dipolo dobrado dos subconjuntos C1 e C4.



(a) Plano de elevação (x-z)



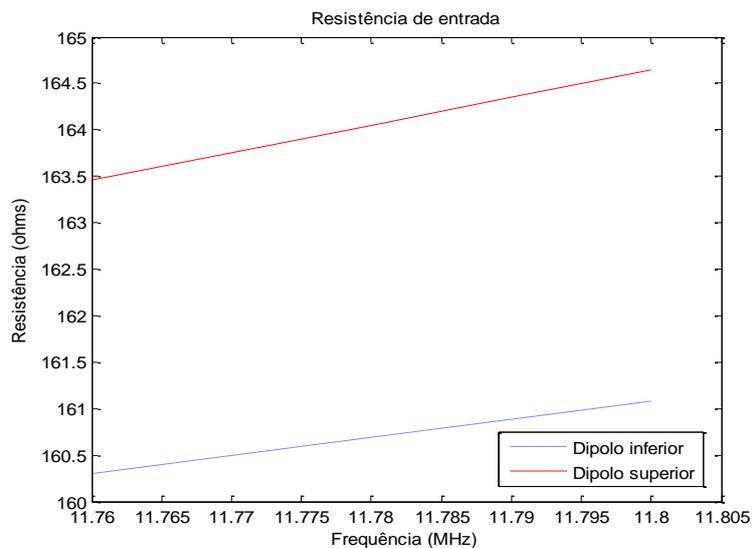
(b) Plano azimutal (x-y)



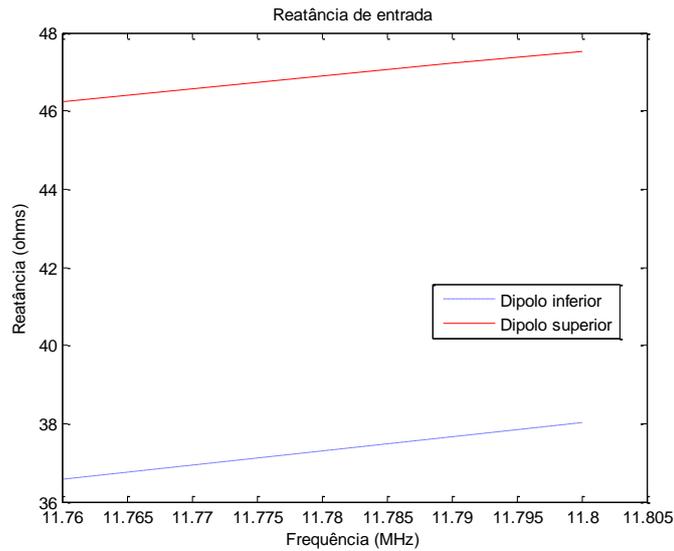
(c) Diagrama tridimensional

Figura 4.15 - Diagrama de radiação normalizado dos subconjuntos C1 e C4 (campo distante).

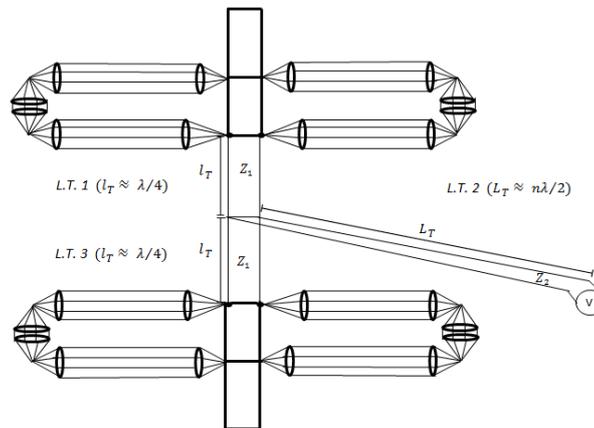
A impedância de entrada obtida para o dipolo superior foi de $Z_{in1} = 164 + j46,9 \Omega$ e para o dipolo inferior $Z_{in2} = 161 + j37,3 \Omega$. Novamente, a proximidade maior de um dos elementos com relação ao solo provocou essa diferença nos valores de impedância de entrada. Como a parte reativa das impedâncias se tornou relevante, ela poderia prejudicar o casamento de impedâncias com a linha de transmissão. Por esse motivo, foram colocados dois “estubes” (ver Fig. 4.16 c) conectados em cada um dos dipolos dobrados a fim de reduzir a parte reativa de suas impedâncias de entrada. Com relação à largura de banda, pode-se notar na Fig. 4.16 (a) e (b) que na faixa de 11,76 MHz até 11,805 MHz a resistência de entrada se alterou menos de 2 ohms e o mesmo ocorreu com relação à reatância, ou seja, para uma faixa de 30 kHz que é a de um canal AM, essa antena pode transmitir sem problemas esse sinal para frequência de operação em torno de 11,78 MHz.



(a) Resistência



(b) Reatância



(c) Estube

Figura 4.16 – Resistência (a) e reatância (b) de entrada dos elementos dos subconjuntos (11 MHz) e estube (c).

4.2.1. Linha de transmissão

A ideia de modelar a linha de transmissão dos subconjuntos C1 e C4 será a mesma do tópico 4.1.1. A única diferença são as dimensões das linhas, portanto será usado como referência novamente a Fig. 4.6. Neste caso, a LT1 e LT3 são gaiolas de 6 fios, raio 21 mm e o diâmetro de cada fio é dado por 3,6 mm, portanto possui exatamente a mesma impedância característica calculada em 4.1.1 que é $Z_1 = 420 \Omega$. O comprimento de cada uma dessas linhas passa a ser 5,832 m, ou seja, aproximadamente $\lambda/4$. No caso de LT2, são gaiolas de 12 fios, raio 46 mm e o diâmetro de cada fio é 3,6 mm, logo também a mesma impedância característica calculada em 4.1.1 dada por $Z_2 = 318 \Omega$ e seu comprimento também é aproximadamente múltiplo de $\lambda/2$. Para o caso da frequência de 11,78 MHz,

têm-se um erro de aproximadamente 31,25% na impedância devido a aproximação da fórmula (3.24). Considerando esse erro, as impedâncias ficam $Z_1 = 289 \Omega$ e $Z_2 = 218 \Omega$.

O esquemático da alimentação dos subconjuntos através das linhas de transmissão é dado na Fig. 4.17, considerando a frequência de operação de 11,78 MHz e desprezando a parte reativa das impedâncias dos dipolos dobrados devido à presença dos “estubes”.

Para determinar a impedância nos terminais de saída da LT2, usa-se novamente a expressão (4.6), obtendo um valor de 255Ω . Calculando o coeficiente de reflexão e a taxa de onda estacionária pelas expressões (4.7) e (4.8), tem-se $\Gamma = 0,078$ e $S = 1,17$, portanto as perdas por reflexão nessa linha são mínimas.

Como LT2 é múltiplo de $\lambda/2$, pode-se obter um circuito equivalente para o esquemático da Fig. 4.17 exatamente como na Fig. 4.8. Como a potência inserida pela fonte é de 150 kW e $Z_{in} = 255 \Omega$, obtém-se $V = 6.184,65 \text{ V}$. Considerando-se que as perdas na linha são praticamente nulas, a tensão que chega aos terminais de cada dipolo dobrado é $j6.184,65 \text{ V}$.

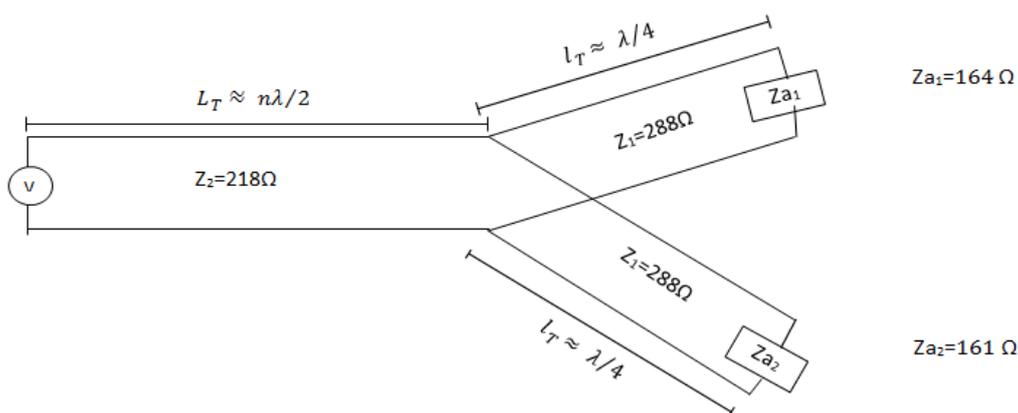


Figura 4.17 - Esquemático das linhas de transmissão para os subconjuntos C1 e C4 em 11,78 MHz.

4.2.2. Propagação

Para o estudo da propagação, serão utilizados os mesmos métodos da seção 4.1.2. Com o auxílio do software VOACAP, analisa-se os subconjuntos de antenas C1 e C4, que transmitem na faixa de 11.780 kHz. Esses subconjuntos possuem as mesmas características, mudando apenas o ângulo azimutal. Para análise foi utilizado o subconjunto C4, para o mês de julho de 2013. O subconjunto C1 se encontra no apêndice A.

A MUF para as antenas é mostrada na Fig. 4.18. Percebe-se que para a região da Amazônia, a MUF está entre 14 MHz e 21 MHz, viabilizando assim o uso da faixa de frequência em análise. Em relação à intensidade do campo elétrico, Fig. 4.19, a relação do

Brasil, para o horário de 9 horas (Fig.4.19 a) apresenta um sinal maior que 34 dB μ (ou seja, 56,23 μ V/m), que de acordo com os receptores disponíveis no mercado, são suficientes para uma adequada recepção do sinal. Para as 22 horas (Fig. 4.19 b), há um aumento na intensidade do campo devido a baixa absorção do sinal pela camada D, uma vez que durante a noite esta camada desaparece. Para as 12 horas (Fig.4.19 c), há diminuição da intensidade do campo, uma vez que a camada D atinge seu máximo por volta deste horário, resultando em elevada absorção do sinal.

Para o subconjunto C4, mostrado na Fig. 4.20, a relação de sinal-ruído no Brasil é maior que 67 dB, valor suficiente para uma boa transmissão. Para a região Amazônia, há uma relação sinal-ruído acima de 80 dB, e para a região sul e sudeste maior que 67 dB.

Na Fig. 4.21, para frequência de 11,78 MHz, mostra-se uma altura que varia de 200 km a 400 km, sendo seu máximo ocorrendo durante o dia. O ângulo de radiação para o subconjunto C4 são mostradas na Fig. 4.22, e como visto na Fig. 4.15, o ângulo de radiação encontra-se numa faixa entre 5° e 30° que apresenta ganho de 10 dB a 15 dB.

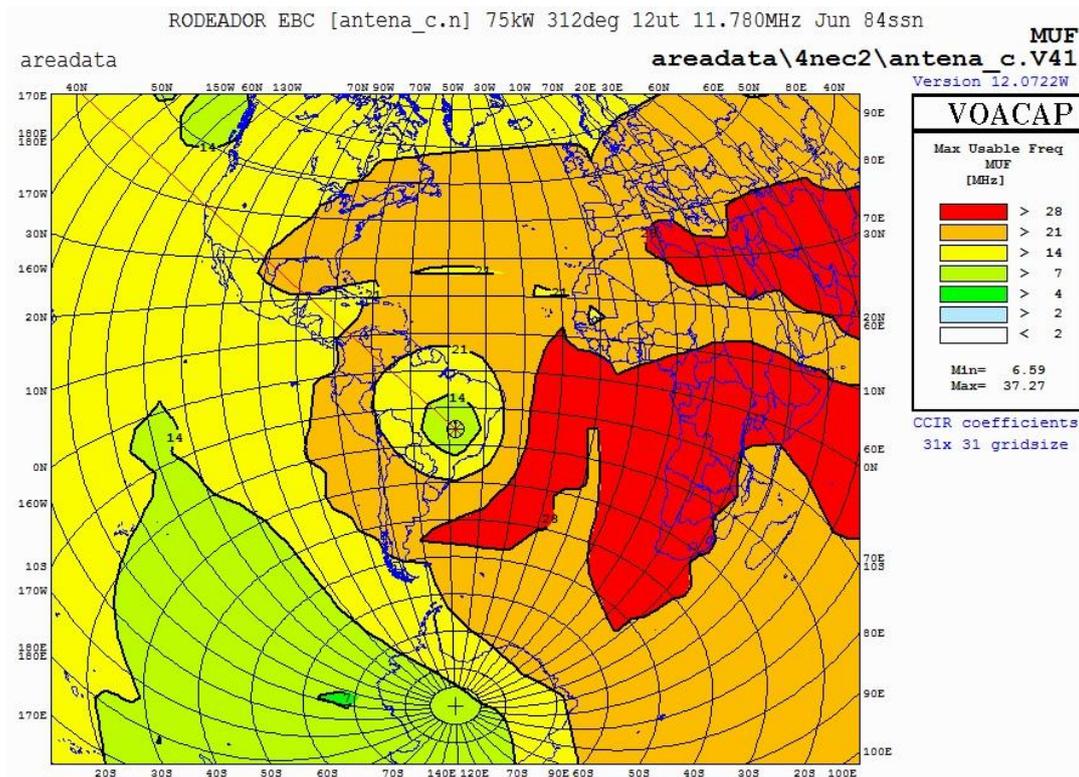
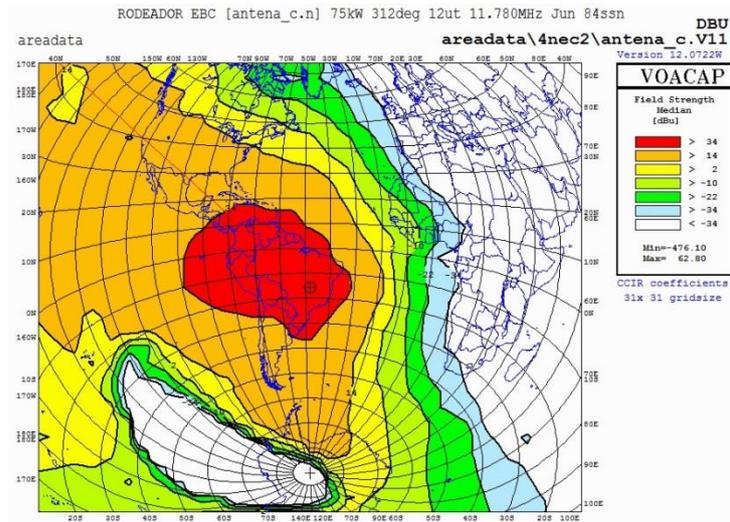
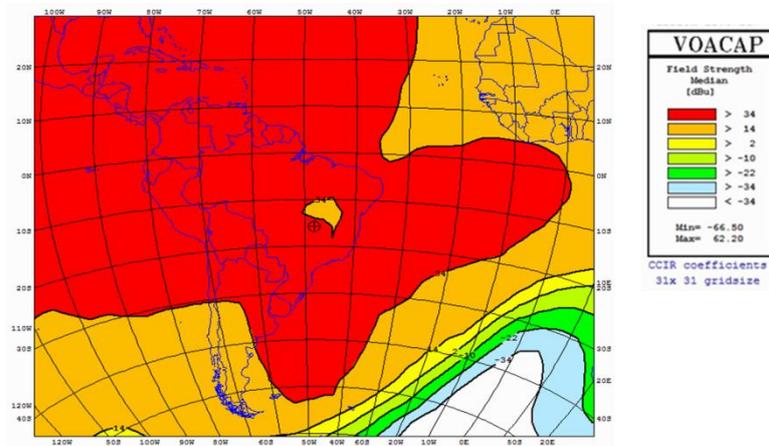


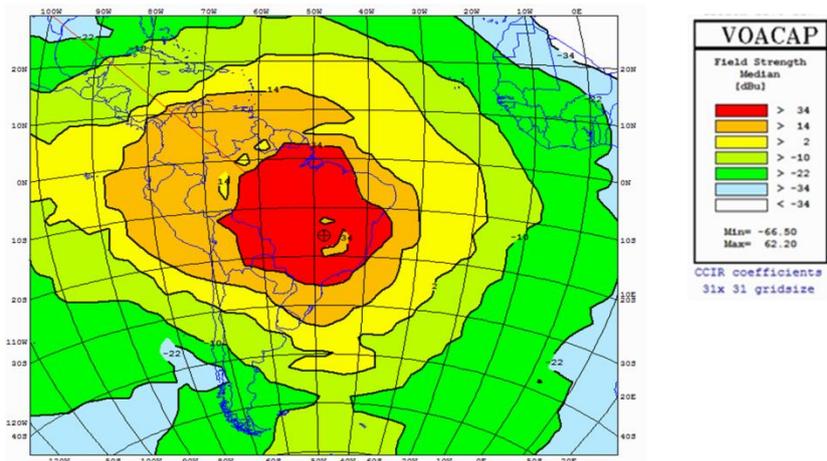
Figura 4.18 – MUF



(a) Campo do conjunto C4 para 9 horas



(b) Campo do conjunto C4 para 22 horas



(c) Campo do conjunto C4 para 12 horas

Figura 4.19 – Intensidade do campo elétrico.

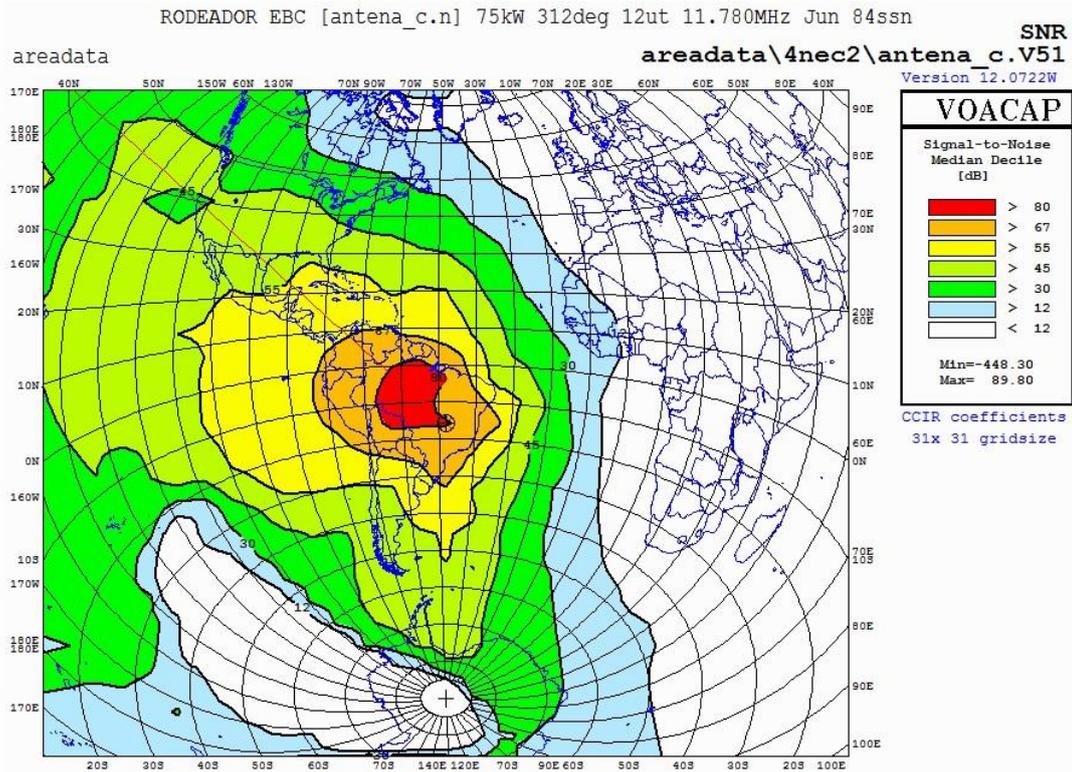


Figura 4.20 – SNR.

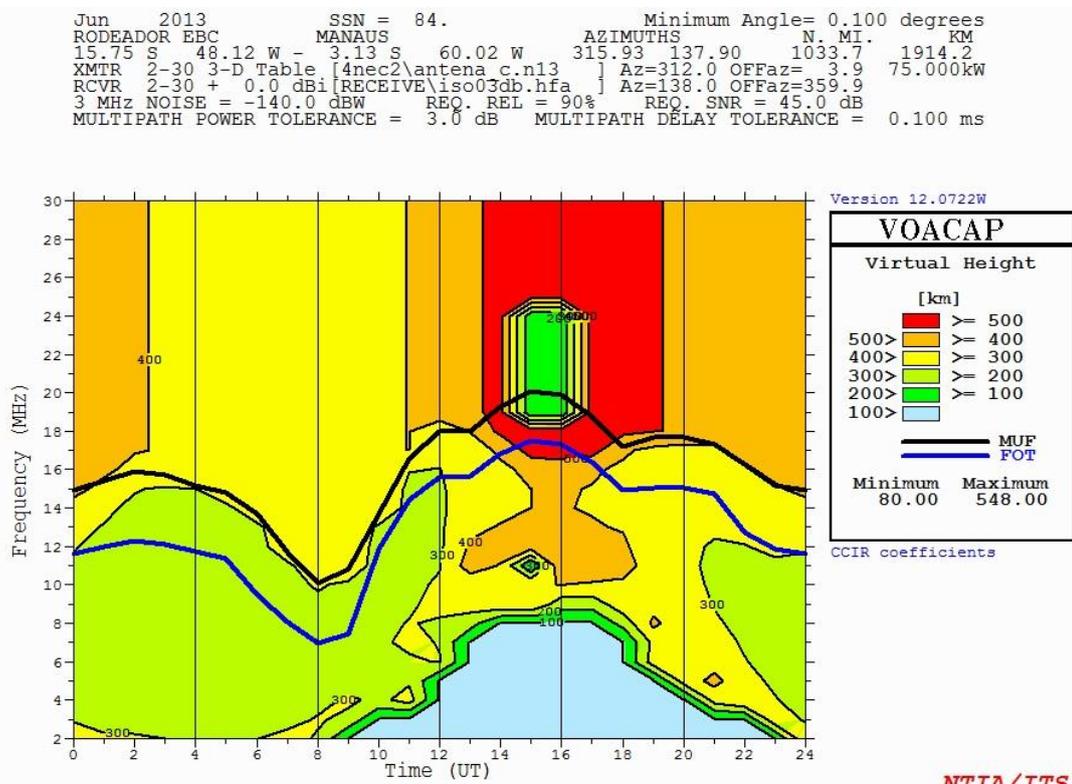


Figura 4.21 - Altura virtual em função do tempo.

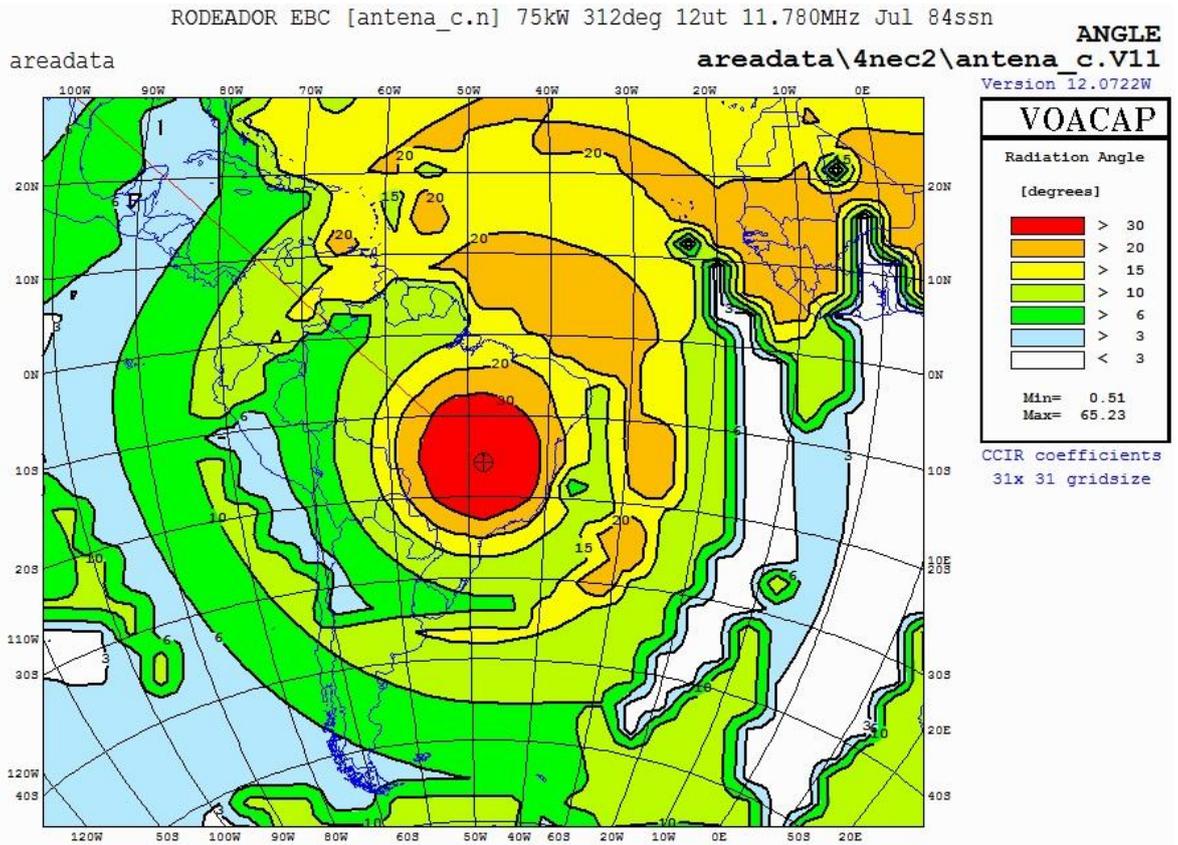


Figura 4.22 - Ângulo de radiação.

5. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou resultados dos estudos da transmissão do sinal radiado pela Rádio Nacional da Amazônia, uma das emissoras da Empresa Brasileira de Comunicação (EBC). Entre os objetivos do trabalho, estava o de atualizar as informações dos parâmetros dos conjuntos de antenas transmissoras, bem como a avaliação da área de cobertura, a fim de auxiliar no planejamento da prestação de serviço de radiodifusão em OC no território nacional.

Iniciou-se o trabalho com o estudo da propagação referente às faixas de frequência de operação das antenas: 6.180 kHz (49 m) e 11.780 kHz (25 m). Essas faixas do espectro eletromagnético são mais conhecidas como ondas curtas (OC) ou *High Frequency* (HF). O seu alcance é determinado, principalmente, pelo comportamento da onda ionosférica. Por esse processo de radiocomunicação, a onda eletromagnética alcança a antena receptora após refletir-se ou refratar-se em determinado trecho no interior da ionosfera, retornando em seguida à Terra.

Após o estudo da propagação, foram feitas análises dos conjuntos de antenas transmissoras. Cada conjunto é composto por dois dipolos dobrados do tipo gaiola, por um refletor e pela linha de transmissão para alimentação do sistema. Foi feito levantamento de todas as características desse tipo de dipolo e realizado uma equivalência com o dipolo cilíndrico, utilizando a equação de Schelkunoff, a fim de ter um modelo matemático para simplificar o estudo. Embora tenham apresentados valores bem próximos quanto ao diagrama de radiação, a impedância de entrada apresentou diferenças consideráveis entre os dois tipos de dipolos. Por isso, optou-se por não utilizar dipolos cilíndricos e trabalhar com a estrutura do tipo gaiola, o que aumenta a complexidade do problema, porém melhora os resultados.

Por fim, foi realizado o levantamento de todos os dados e resultados para os conjuntos de antenas, utilizando-se como ferramenta os softwares 4NEC2, para as antenas, o VOACAP, para propagação, e o Matlab, como auxílio nas montagens dos gráficos.

Para efeito de análise, foi considerado um solo com características elétricas dadas pelos parâmetros constante dielétrica $\epsilon_r = 15$ e a condutividade do solo $\sigma = 3$ mS/m. Esses valores são aproximados, uma vez que as medições de condutividade e permissividade do solo são complexas. Durante o estudo, observou-se que não há necessidade de se defasar a alimentação das antenas do conjunto ou acrescentar estruturas para direcionar o diagrama

de radiação com determinado ângulo de tiro (ou ângulo de partida), pois o “plano terra” direciona a radiação para a ionosfera, proporcionando o alcance da região desejada.

Um das condições para que ocorra reflexão na ionosfera é a necessidade de que a frequência de operação esteja abaixo da MUF. No caso dos subconjuntos C1, C2, C3 e C4, todas se encontram abaixo das respectivas MUF. A partir dos valores obtidos para a área de cobertura, concluiu-se que a estrutura do conjunto C produz diagrama de radiação que permite atender, prioritariamente, a região Amazônica, e de forma secundária, às demais regiões do Brasil.

Com o intuito de validar os resultados apresentados neste trabalho, recomenda-se a realização de medições de campo em regiões estratégicas para a comparação dos valores teóricos e práticos. Além disso, recomenda-se a continuação das análises, com foco no levantamento dos parâmetros de transmissão e avaliações de coberturas dos conjuntos A e B de antenas, que, embora não estejam atualmente transmitindo, estão operacionalmente aptos a entrar em funcionamento.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] [http:// http://www.ebc.com.br/](http://www.ebc.com.br/)
- [2] J. A. Ribeiro. *Propagação das Ondas Eletromagnéticas*. São Paulo: Érika, 2008.
- [3] J. D. Nascimento. *Telecomunicações*, 2.^a Ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2000.
- [4] J. J. Carr (s.d.). *Practical Antenna Handbook*, 4.^a Ed. McGraw-Hill.
- [5] D. C. Brasil (s.d.). *Ondas curtas*. Fonte: Rádio de ondas curtas e a prática DX: <http://www.sarmiento.eng.br/Ionosfera.htm>
- [6] http://pt.wikipedia.org/wiki/Salinidade#Efeitos_da_salinidade
- [7] C. A. Balanis. *Antenna Theory*, second edition, 1997.
- [8] IEEE standard definitions of terms for antennas. *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. AP-17, n.º 3, maio de 1969.
- [9] W. L. Stutzman and G. A. Thiele. *Antenna Theory and Design*, second edition, 1998.
- [10] L. M. Frota e I. V. Júnior. “*Estudo para dimensionamento de linhas de transmissão e dipolos tipo gaiola para utilização das emissoras de radiodifusão sonora em ondas tropicais*”, Relatório Radiobrás, 1982.
- [11] G. J. Burke and A. J. Poggio. *Numerical Electromagnetics code (NEC) – Method of Moments*, 1981.
- [12] S. A. Schelkunoff and H. T. Friis. *Antennas: Theory and Practice*. New York, John Wiley & Sons. London, Chapman & Hall, 1952.
- [13] G. T. Marcov. *Antennas*. Moscow, Progress Publishers, 1965.
- [14] Análise das características de dipolos tipo gaiola. Contrato MINICOM/CETUC de 22/12/1978 com interveniência da RADIOBRÁS. Rio de Janeiro, CETUC, PUC-RJ, 1979.
- [15] M. S. Alencar e W. J. Queiroz. *Ondas Eletromagnéticas e Teoria de Antenas*. São Paulo: Érika Ltda, 2010.
- [16] F.F. Lima, H.A. Junior, L.M. Silva and A.J.M. Soares, Methodology for the Determination of the Ground’s Electric Conductivity in Rural Environments Trough Measurements of the Surface Wave. IMOC, July 2010.
- [17] Ulaby, F. T. *Eletromagnetismo para Engenheiros*, Bookman, 2007.

Apêndice A

No capítulo 4, foram apresentados os resultados de propagação para os conjuntos de antenas C2 e C4. Para analisar as antenas do conjunto C1 e C3, basta alterar o ângulo azimutal das antenas C4 e C2 para 344° e 312° respectivamente. Os resultados são apresentados a seguir, para o mês de julho de 2013. O VOACAP utiliza a recomendação da UIT P.372-8 para analisar o nível do ruído da propagação.

A.1 – Subconjunto C1

A Fig. A.1 mostra a MUF para o subconjunto C1. Percebe-se que, para a região da Amazônia, a MUF está entre 14 MHz e 21 MHz, viabilizando assim o uso da frequência de operação. Para a intensidade de campo elétrico, em relação à região do Brasil, há uma potência do sinal maior que $14 \text{ dB}\mu$ ($5,02 \mu\text{V}$), suficiente para uma adequada recepção, conforme Fig. A.2.

A relação sinal ruído (S/N) para o subconjunto C1 é mostrada na Fig. A.3. Essa relação é, no Brasil, maior que 45 dB, valor razoável para uma boa transmissão. A altura virtual varia de 100 km a 300 km durante o dia, e que às 15 UT (12 horas em Brasília) tem-se a menor altura virtual devido a alta taxa de concentração de elétrons por causa da radiação solar.

A Fig. A.5 mostra o ângulo ideal para as frequências com a variação do tempo, e, como visto na Fig. 4.3, o ângulo de radiação encontra-se numa faixa entre 5° e 30° , que apresenta ganho de 10 dB a 15 dB.

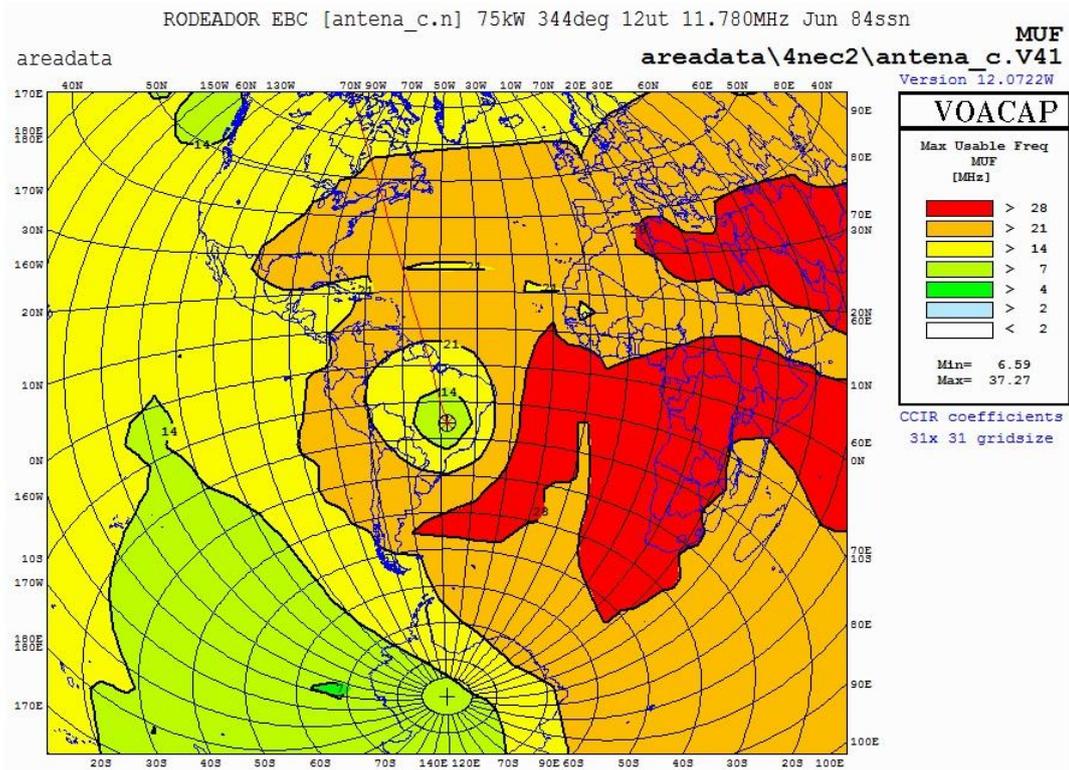


Figura A.1 – MUF para o subconjunto C1.

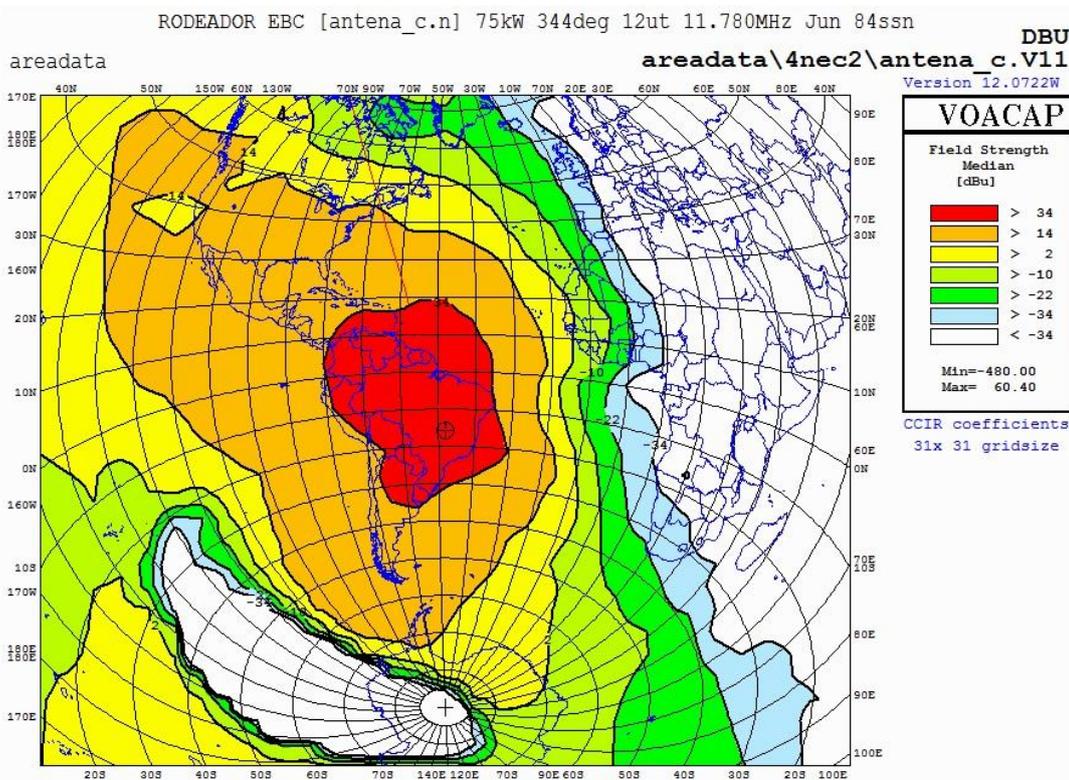


Figura A.2 – Intensidade de campo elétrico para o subconjunto C1.

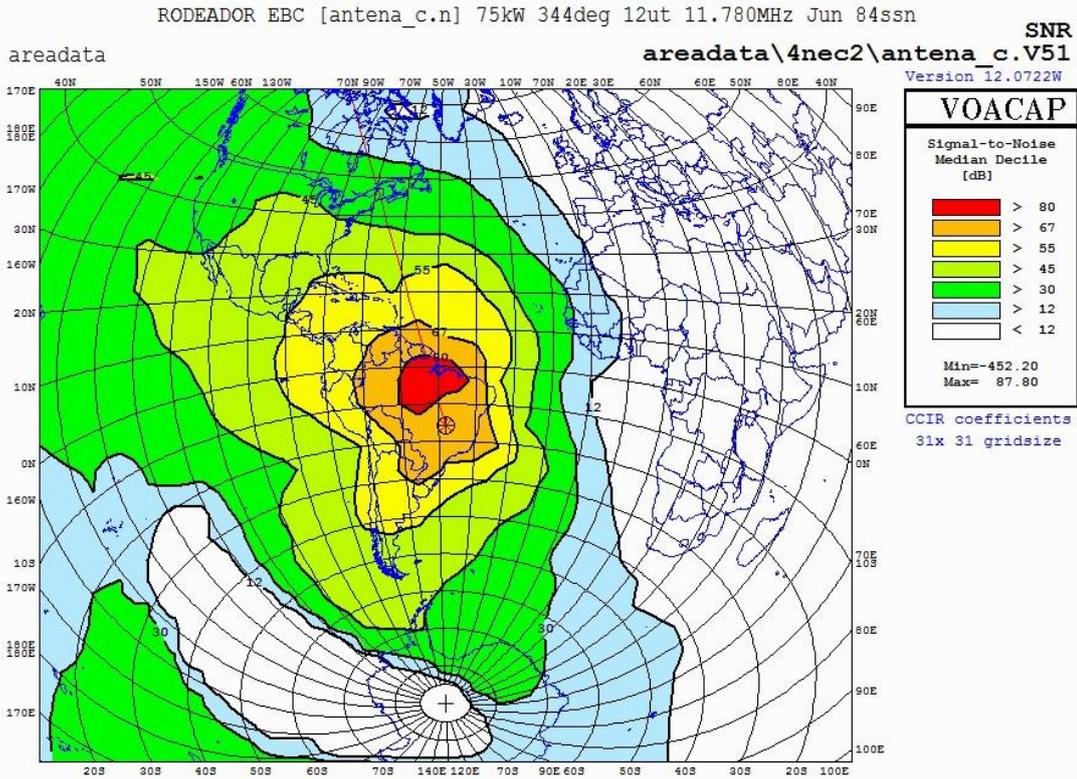


Figura A.3 – SNR para o subconjunto C1.

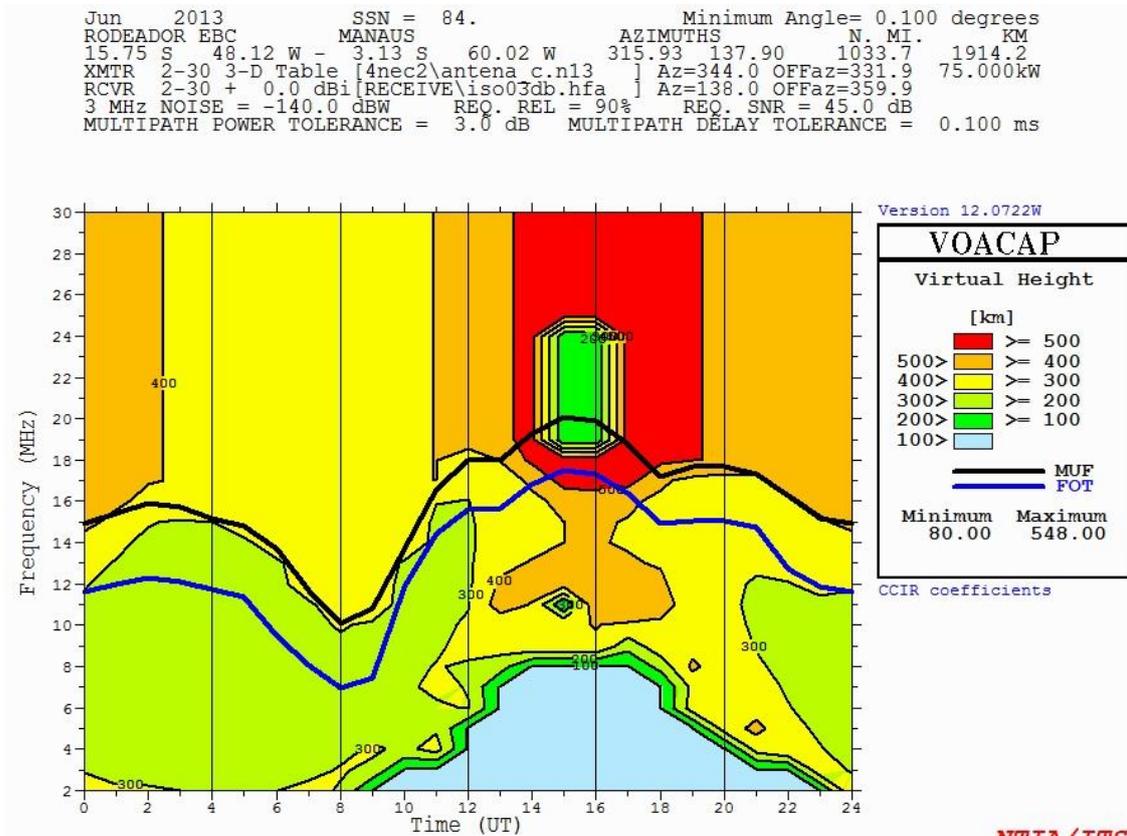


Figura A.4 - Altura virtual em função do tempo para o subconjunto C1.

```

Jun 2013 SSN = 84. Minimum Angle= 0.100 degrees
RODEADOR EBC MANAUS AZIMUTHS N. MI. KM
15.75 S 48.12 W - 3.13 S 60.02 W 315.93 137.90 1033.7 1914.2
XMTR 2-30 3-D Table [4nec2\antena c.n13 ] Az=344.0 OFFaz=331.9 75.000kW
RCVR 2-30 + 0.0 dBi [RECEIVE\iso03db.hfa ] Az=138.0 OFFaz=359.9
3 MHz NOISE = -140.0 dBW REQ. REL = 90% REQ. SNR = 45.0 dB
MULTIPATH POWER TOLERANCE = 3.0 dB MULTIPATH DELAY TOLERANCE = 0.100 ms

```

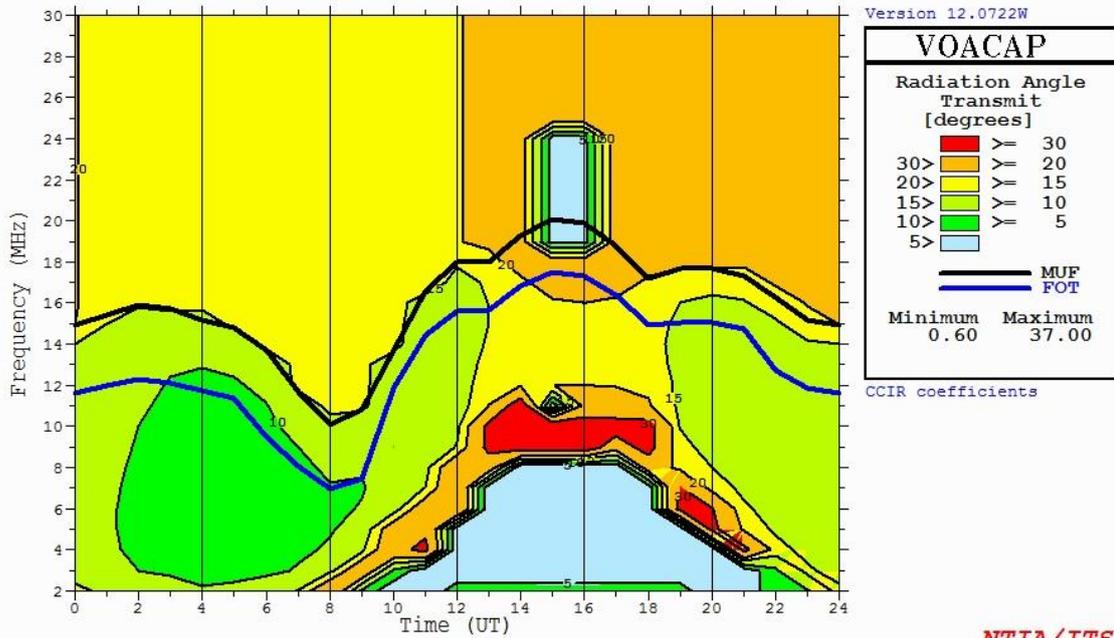


Figura A.5 - Ângulo de radiação devido a variação do tempo para o subconjunto C1.

A.2 – Subconjunto C3

Para o subconjunto C3, a MUF é mostrada na Fig. A.6. Percebe-se que, para a região da Amazônia, a MUF está entre 14 MHz e 21 MHz, viabilizando assim o uso da frequência de operação da rádio.

Em relação à intensidade do campo elétrico, toda a região do Brasil apresenta um sinal maior que $-34 \text{ dB}\mu$ ($56,23 \mu\text{V}$), suficiente para uma boa recepção. A relação sinal-ruído, mostrada na Fig. A.8, é no Brasil maior que 67 dB, valor suficiente para uma boa transmissão. Para a região Amazônia, a relação sinal-ruído é superior a 80 dB; para as regiões sul e sudeste, é maior que 67 dB.

A Fig. A.9 mostra a altura virtual, para 11,780 MHz, variando de 200 km a 400 km, tendo o valor máximo ocorrendo durante o dia. O ângulo de radiação para as antenas C3 é mostrado na Fig. A.10, e, como visto na figura 4.3, encontra-se numa faixa entre 5° e 30° , que apresenta ganho de 10 dB a 18 dB.

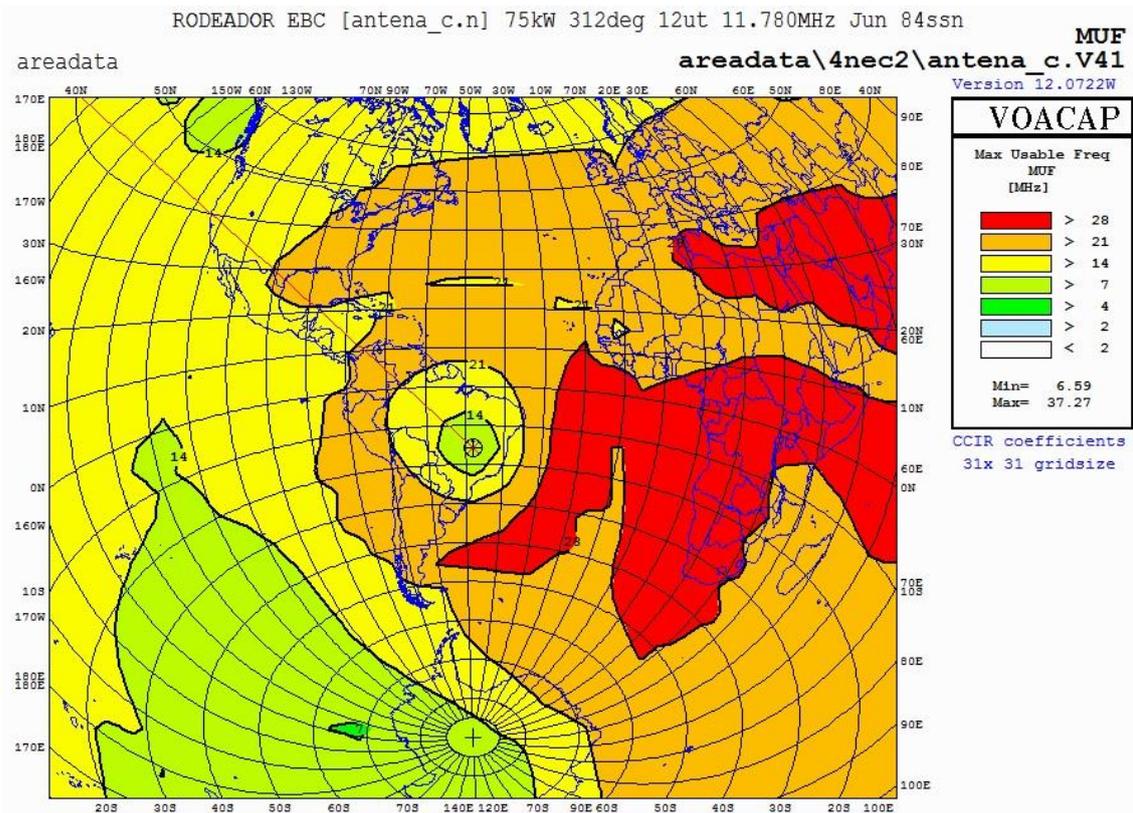


Figura A.6 – MUF para o subconjunto C3.

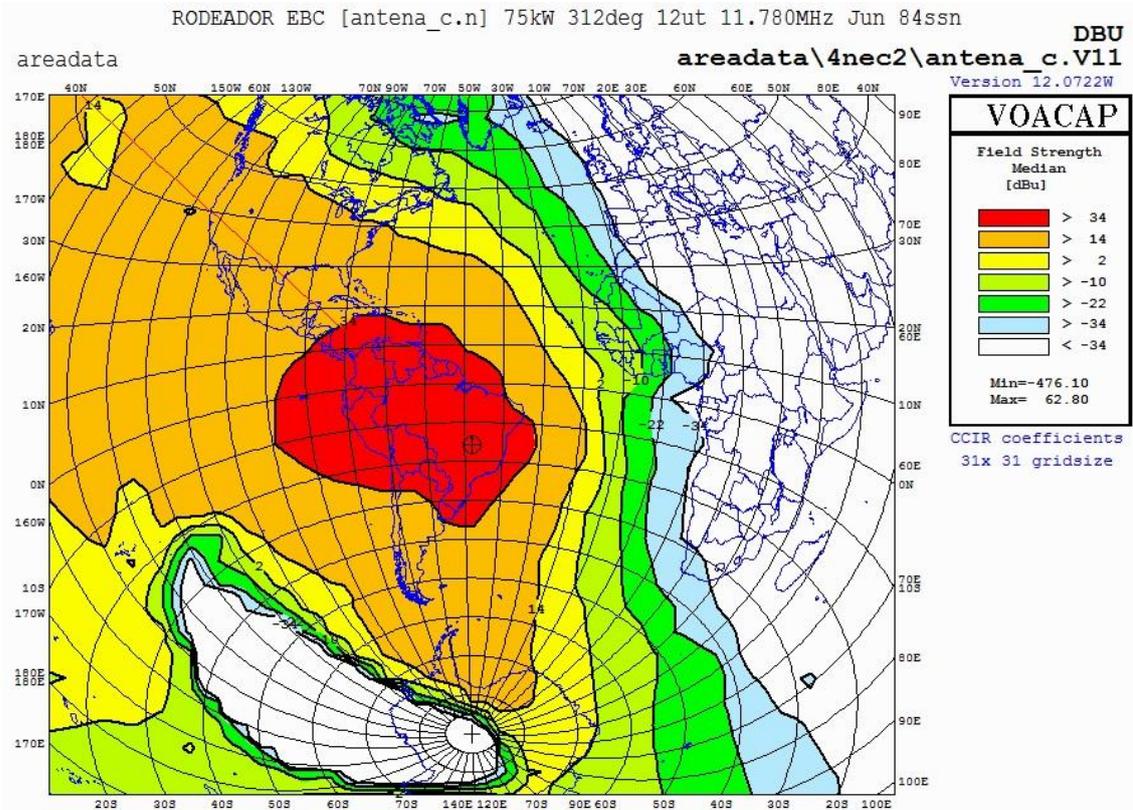


Figura A.7 – Intensidade de campo elétrico para o subconjunto C3.

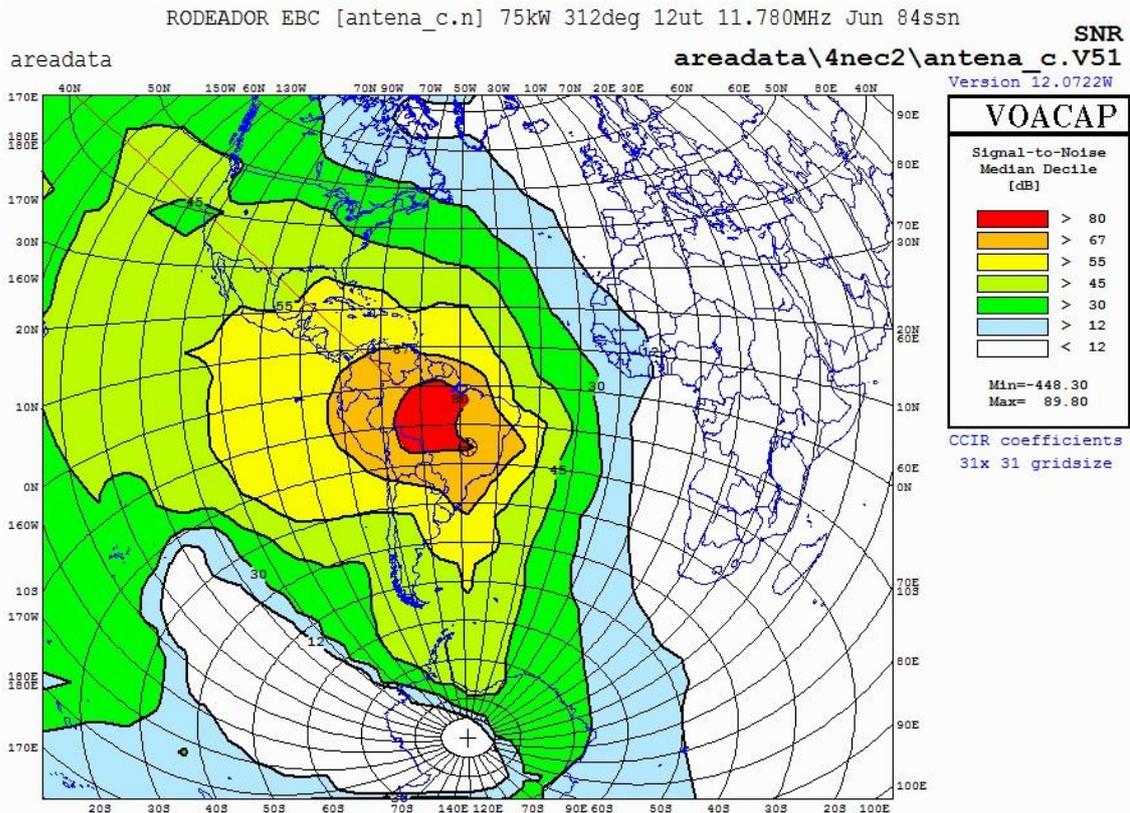


Figura A.8 – SNR para o subconjunto C3.

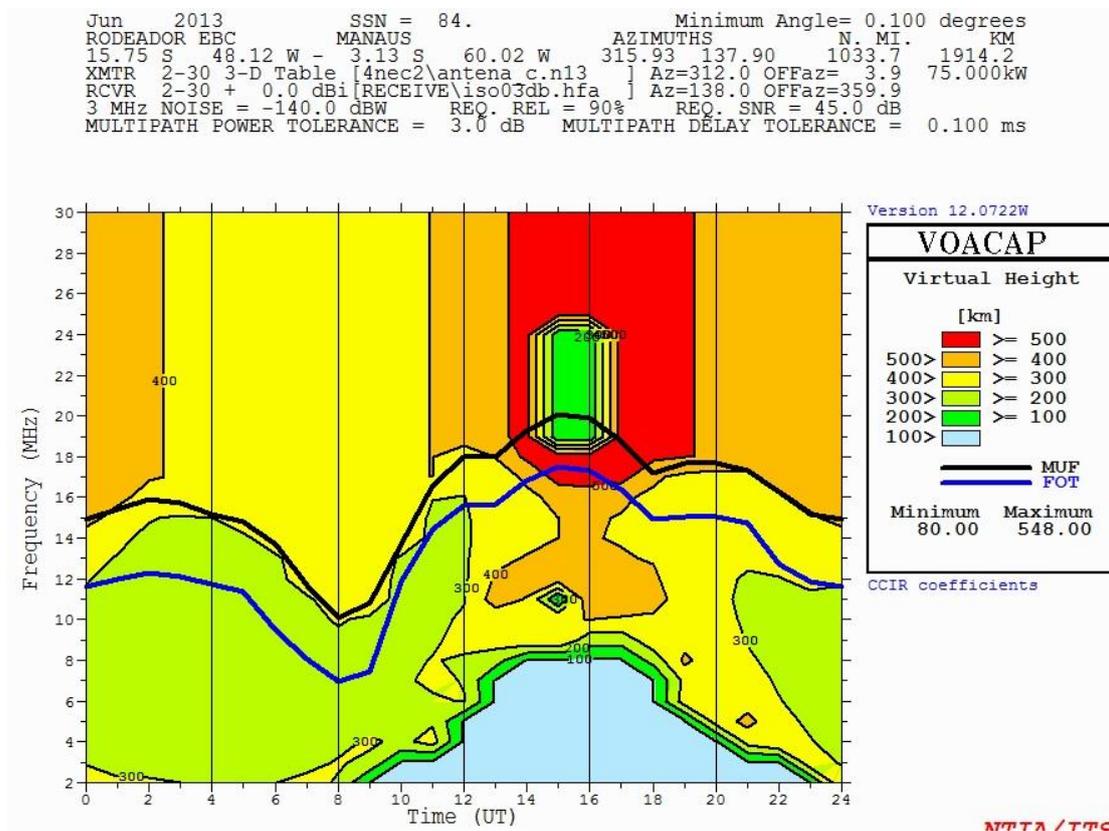


Figura A.9 - Altura virtual em função do tempo para o subconjunto C3.

```

Jun 2013 SSN = 84. Minimum Angle= 0.100 degrees
RODEADOR EBC MANAUS AZIMUTHS N. MI. KM
15.75 S 48.12 W - 3.13 S 60.02 W 315.93 137.90 1033.7 1914.2
XMTR 2-30 3-D Table [4nec2\antena_c.n13 ] Az=312.0 OFFaz= 3.9 75.000kW
RCVR 2-30 + 0.0 dBi [RECEIVE\iso03db.hfa ] Az=138.0 OFFaz=359.9
3 MHz NOISE = -140.0 dBW REQ. REL = 90% REQ. SNR = 45.0 dB
MULTIPATH POWER TOLERANCE = 3.0 dB MULTIPATH DELAY TOLERANCE = 0.100 ms

```

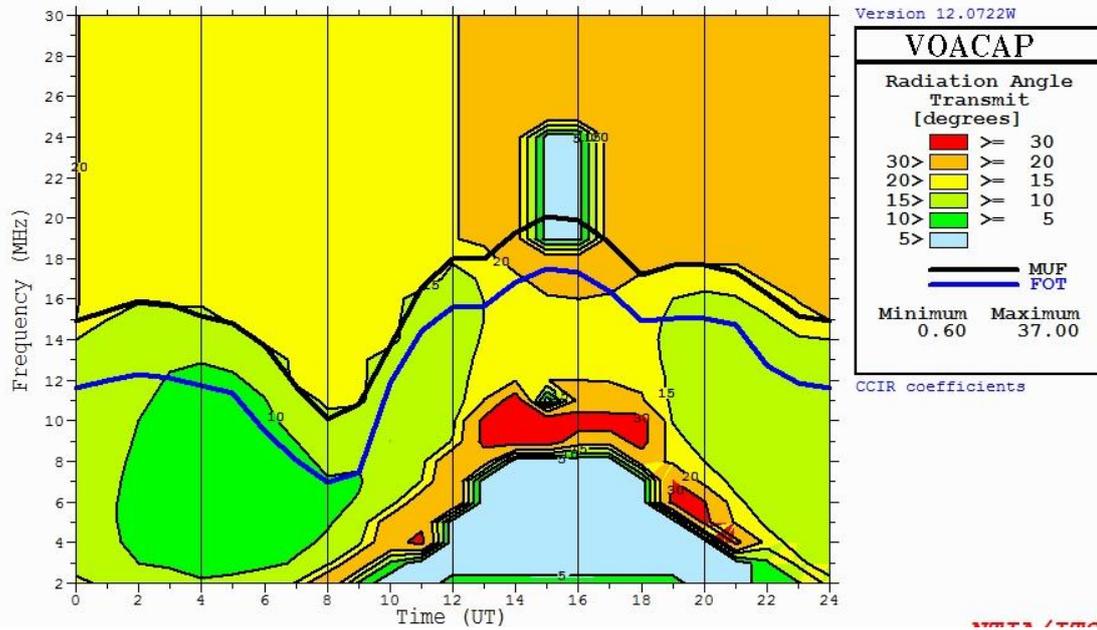


Figura A.10 - Angulo de radiação para o subconjunto C3.