

O Parâmetro Amplitude no “Deinterleaving” de Pulsos Radar

Ricardo Marzullo de Britto

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Antonio Carneiro de Mesquita Filho, Dr. d'État

Prof. Jorge Lopes Souza Leão, Dr. Ing

Dr. José Vicente Calvano, D. Sc

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
ABRIL DE 2005

DE BRITTO, RICARDO MARZULLO

O Parâmetro Amplitude no “Deinterleaving” de Pulsos Radar [Rio de Janeiro] 2005

Xiii, 100 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Elétrica, 2005)

Tese - Universidade Federal do Rio De Janeiro, COPPE

1. Deinterleaving
2. Parâmetro Amplitude
3. Pulsos Radar

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Dedicatória

Aos meus filhos, Gustavo e Eduardo, que enchem o meu coração de alegrias com as suas demonstrações do mais puro amor, arte na qual a inocência da infância os faz mestres. Que guardem sempre esta essência da felicidade.

Agradecimentos

Aos meus pais, Nicoletta e José, que me proporcionaram tudo que consegui na vida e que, com seu amor e dedicação, fizeram com que as dificuldades que tiveram para a minha formação ficassem invisíveis para mim.

Aos meus orientadores Prof. Dr. d'État Mesquita (na COPPE) e Dr. Fernando Pantoja (na MB), sem os quais eu me encontraria completamente sem rumo.

A todos os meus colegas do Grupo de Guerra Eletrônica e do IPqM, especialmente aos meus encarregados, por permitirem meus momentos de ausência, aos meus amigos Denise Dargam, Sérgio Neves, Jorge Pires, Alexandre Magalhães, Marleuza e outros que tanto me auxiliaram com bibliografias, bancos de dados, conselhos, dicas e incentivos e à Professora C. Rosa, pelo auxílio na redação.

Aos funcionários da COPPE, em especial à secretária do Programa de Engenharia Elétrica, Solange, que sempre se mostrou dedicada, atenciosa, eficiente e, além de tudo, simpática, mesmo nos momentos mais atribulados.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

O PARÂMETRO AMPLITUDE NO “DEINTERLEAVING” DE PULSOS RADAR

Ricardo Marzullo de Britto

Abril/2005

Orientador: Antonio Carneiro de Mesquita Filho

Programa: Engenharia Elétrica

É proposto um método para “deinterleaving” com o uso da amplitude, baseado no fato de que as amplitudes dos pulsos provenientes de um mesmo emissor não sofrem grandes variações em um intervalo de tempo suficientemente pequeno, apesar dos diversos fatores que influenciam seu valor. Pulsos adjacentes ou que estejam dentro de um mesmo intervalo de tempo suficientemente pequeno, deverão pertencer a emissores diferentes se apresentarem grande diferença de amplitude, mas têm grande probabilidade de pertencerem a um mesmo emissor se apresentarem amplitudes muito próximas.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

AMPLITUDE ON THE DEINTERLEAVING OF RADAR PULSES

Ricardo Marzullo de Britto

April/2005

Advisor: Antonio Carneiro de Mesquita Filho

Department: Electrical Engineering

A deinterleaving method using the radar pulse amplitude is proposed. The method is based on the fact that the amplitudes of radar pulses sent by the same emitter do not experience significant changes in a short time interval, despite the several environment factors that influence it. Adjacent pulses or pulses that are inside a given short time interval will be assigned to different emitters if the amplitude differences are outside a given tolerance but have a high probability of being assigned to the same emitter if their amplitude difference are less than the same tolerance.

Índice

Dedicatória	iii
Agradecimentos.....	iv
i. Índice de Figuras.....	ix
ii. Índice de Tabelas	xiii
1. Introdução.....	1
1.1. <i>Estrutura do trabalho</i>	<i>7</i>
2. Conceitos fundamentais.....	9
2.1. <i>Sistemas de Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica (MAGE).....</i>	<i>9</i>
2.2. <i>Parâmetros medidos por um sistema MAGE.....</i>	<i>10</i>
2.3. <i>Cenários típicos</i>	<i>13</i>
2.4. <i>Métodos de “deinterleaving”</i>	<i>14</i>
2.4.1. <i>“Pigeon hole”</i>	<i>14</i>
2.4.2. <i>“Pigeon hole” + PRI</i>	<i>15</i>
2.4.3. <i>“Time slice”</i>	<i>16</i>
2.4.4. <i>Tempo de chegada ou PRI.....</i>	<i>16</i>
2.4.5. <i>Análise Intrapulso.....</i>	<i>17</i>
3. Conceitos teóricos.....	18
3.1. <i>Expressão para a potência de sinal em uma antena receptora, com propagação em espaço livre</i>	<i>19</i>
3.2. <i>Influências sobre a potência do sinal no receptor.....</i>	<i>22</i>
3.2.1. <i>Influência da velocidade do emissor.....</i>	<i>22</i>
3.2.2. <i>Influência da frequência da portadora</i>	<i>25</i>
3.2.3. <i>Influência da varredura do emissor</i>	<i>26</i>

3.2.4.	Influência de reflexões ou efeito “multipath”	32
3.2.5.	Combinação das ondas direta e refletida no receptor	51
3.2.6.	Problema da defasagem de tempo dada pela diferença entre percursos.....	55
3.2.7.	Zonas de Fresnel.....	57
3.2.8.	Superposição de pulsos provenientes de emissores diferentes	66
3.2.9.	Influência de fatores climáticos.....	67
4.	Algoritmos implementados, resultados e discussão.....	72
4.1.	<i>Algoritmo tradicional</i>	72
4.2.	<i>Proposta do trabalho</i>	74
4.3.	<i>Algoritmos para deinterleaving do sistema de medidas de apoio à guerra eletrônica (MAGE) com uso do parâmetro amplitude</i>	75
4.3.1.	Dois algoritmos propostos	76
4.3.2.	Cenários utilizados	77
4.3.3.	Resultados obtidos pelos algoritmos propostos e pelo algoritmo tradicional nos cenários 1 e 2.	78
5.	Conclusão e trabalhos futuros	89
	Apêndice – Simulações dos algoritmos no MATLAB	90
6.	Referências Bibliográficas	98

i. Índice de Figuras

Figura 1: Pulsos de radar no tempo à esquerda, com respectivo agrupamento em células de pulsos em função da frequência e do ângulo à direita.....	2
Figura 2: Uma unidade de antena receptora. O conjunto de antenas direcionais possibilita a determinação dos ângulos de chegada dos pulsos (Antenna Unit - EDO RSS).....	3
Figura 3: Variação da frequência no tempo de um radar ágil. Nesta figura, a curva não é contínua. Ela só existe nos tempos correspondentes às transmissões dos pulsos	5
Figura 4: Parâmetros medidos por um sistema MAGE [34].	10
Figura 5: Gráfico da potência recebida em função da distância do emissor, de zero até 10.000m.	20
Figura 6: Gráfico da potência recebida em função do comprimento de onda, para distância fixa.	21
Figura 7: Gráfico da potência recebida em função da potência transmitida.	21
Figura 8: Razão das potências final e inicial em função do intervalo de tempo para um emissor afastando.	23
Figura 9: Razão das potências final e inicial em função do intervalo de tempo para um emissor aproximando.....	24
Figura 10: Potência recebida em função da frequência. Para frequências em torno de 10GHz, a relação $\frac{\partial P_r(dB)}{\partial f(GHz)}$ é aproximadamente 0,87, o que dá uma variação de potência recebida de 0,44dB por 500MHz. De variação de frequência.	26

Figura 11: Amplitude de um sinal recebido em função do tempo, proveniente de um emissor que está executando varredura circular. Os picos grandes mostram a passagem dos lóbulos principais e os pequenos, dos lóbulos secundários.[3].....	27
Figura 12: Varredura circular, com típica forma de onda de amplitude recebida.[3].	28
Figura 13: Função $(\text{sen } x / x)^2$, que aproxima o comportamento de um feixe radar em duas dimensões.[4].....	29
Figura 14: Função $(\text{sen } x/x)^2$ em dB.....	30
Figura 15: Modelo para composição de um sinal que chega a um receptor de superfície, proveniente de um emissor, através um direto e outro refletido.	33
Figura 16: Diferença entre percursos direto e refletido de um sinal proveniente de um emissor estando a antena receptora a 10m da superfície e a transmissora a diversas alturas, em função da distância direta.....	35
Figura 17: Diagramas de irradiação de antenas omnidirecionais a esquerda e direcionais a direita.[37].	38
Figura 18: Diagrama de irradiação típico de antena direcional.....	39
Figura 19: Diagrama de irradiação típico de antena direcional.....	39
Figura 20: Amplitude do coeficiente de reflexão em função do ângulo de incidência, com polarização vertical, no mar sem ondas para diversas frequências.[38].....	41
Figura 21: Fase do coeficiente de reflexão em função do ângulo de incidência, com polarização vertical, no mar sem ondas, para diversas frequências.[38].....	41
Figura 22: Comparação das amplitudes do coeficiente de reflexão nas polarizações vertical e horizontal.[38]	42
Figura 23: Comparação das fases do coeficiente de reflexão para polarizações vertical e horizontal.[38]	43

Figura 24: Fator de divergência em função da altura do emissor, estando o receptor a 10m da superfície, para diversas distâncias (c) entre as antenas. (MATLAB).....	44
Figura 25: Fator de rugosidade em função do ângulo de incidência, para diversos estados de mar.....	45
Figura 26: Relação da diferença de potência dos percursos com a potência do sinal direto.	46
Figura 27: Amplitude da combinação das ondas refletida e direta no receptor em dB, em função do ângulo de incidência em radianos da onda refletida na superfície do mar. .	53
Figura 28: Amplitude da combinação das ondas refletida e direta no receptor em dB em função da distância em metros, com alturas do emissor e receptor fixas.....	54
Figura 29: Amplitude da combinação das ondas refletida e direta no receptor em dB em função da distância em metros, com alturas do emissor e receptor fixas (detalhe da figura anterior).....	55
Figura 30: Diferença entre percursos em função da distância do caminho direto do sinal, para diversas alturas do emissor, estando o receptor a 10 m da superfície refletora. Não são considerados nesta figura os pontos para os quais o caminho direto é menor que 1000 m na curva de altura do emissor de 1000 m, já que a distância direta não pode ser maior que a altura.....	57
Figura 31: Ilustração de uma das zonas de Fresnel de um link de comunicação. As zonas de Fresnel são delimitadas por elipsóides concêntricos.	58
Figura 32: Ilustração dos percursos direto e refletido de um sinal de um link de comunicação.....	58
Figura 33: Ilustração de uma zona de Fresnel de raio r sendo parcialmente obstruída. [43].	59

Figura 34: Gráfico do número "N" da zona de Fresnel em função da altura do emissor, para uma altura fixa do receptor. Equação(20).	62
Figura 35: Gráfico do número "N" da zona de Fresnel em função do comprimento de onda do sinal, sendo fixas as alturas do emissor e receptor. Equação(20).....	63
Figura 36: Percentual de pulsos processados em função do intervalo mínimo permitido pelo sistema receptor, para diversas taxas de pulsos.....	67
Figura 37: Gráfico das absorções de energia de uma onda eletromagnética pelas moléculas de oxigênio (γ_{oo}) e de água (γ_{wo}), na atmosfera.[2].	68
Figura 38: Atenuação do sinal eletromagnético em dB/km em função da frequência em GHz, para diversos índices de precipitação pluviométrica em mm/h.[2].....	69
Figura 39: Índices de precipitação pluviométrica típicos de climas temperados.[2].....	70
Figura 40: Agrupamento em células de pulsos em função da frequência e do ângulo.....	72

ii. Índice de Tabelas

Tabela 1: Exemplo de palavra fornecida por uma unidade de antena receptora.	3
Tabela 2: Técnicas utilizadas por emissores com impacto nos processos de deinterleaving tradicionais [33].	6
Tabela 3: Categorias de PRIs.	11
Tabela 4: PRIs x Máximo de variação de amplitude pulso a pulso.	31
Tabela 5: Resultados obtidos pelo algoritmo tradicional nos cenários 1 e 2.	79
Tabela 6: Resultados obtidos pelo algoritmo (a) comparação de amplitudes pulso a pulso, nos cenários 1 e 2	80
Tabela 7: Resultados obtidos pelo algoritmo (b) comparação das amplitudes dentro de um intervalo de tempo, nos cenários 1 e 2	83

1. Introdução

A transmissão dos radares é feita por frequências da ordem de GHz, moduladas por pulsos. Estes pulsos têm larguras tipicamente da ordem de dezenas de nano segundos a dezenas de micro segundos e intervalos de repetição (PRI) da ordem de mili segundos [1-5]. Em um ambiente podem existir vários emissores de pulsos de radar de tal forma que, um receptor poderá captar milhares ou até milhões de pulsos por segundo, embaralhados no tempo, com diferentes direções, frequências, intervalos de repetição, larguras e amplitudes, dependendo das características e posições dos emissores.

Em um algoritmo de deinterleaving [3, 5], o que se procura é separar os trens de pulsos, recebidos pela antena receptora, provenientes de diversos emissores. A antena receptora fornece, para cada pulso recebido, uma palavra digital contendo informações sobre os parâmetros primários dos pulsos que são: amplitude, largura de pulso, frequência da portadora, ângulo, ocorrência de modulação intrapulso e tempo de chegada.

Outras características dos trens de pulsos e dos emissores, como a taxa de repetição de pulsos (PRI) e o tipo de varredura do emissor são os parâmetros derivados ou secundários, pois precisam da observação de uma seqüência de pulsos para serem determinados. Estes parâmetros não são medidos, são inferidos através de algoritmos.

Existem diversos tipos de algoritmos de deinterleaving [3, 6-31], que podem ser classificados pelo número de etapas realizadas, pelo conjunto de parâmetros utilizados, pelas técnicas numéricas empregadas ou pelo uso de parâmetros primários (amplitude, largura de pulso, ângulo de chegada, frequência e modulação intrapulso) ou secundários (intervalo de repetição de pulsos e tipo de varredura).

Um exemplo de técnica de deinterleaving que utiliza apenas parâmetros primários é mostrado na Figura 1. Esta técnica, chamada de “pigeon hole” é considerada um processo bastante rápido [32] e consiste em agrupar os pulsos em células, utilizando apenas os parâmetros ângulo e frequência.

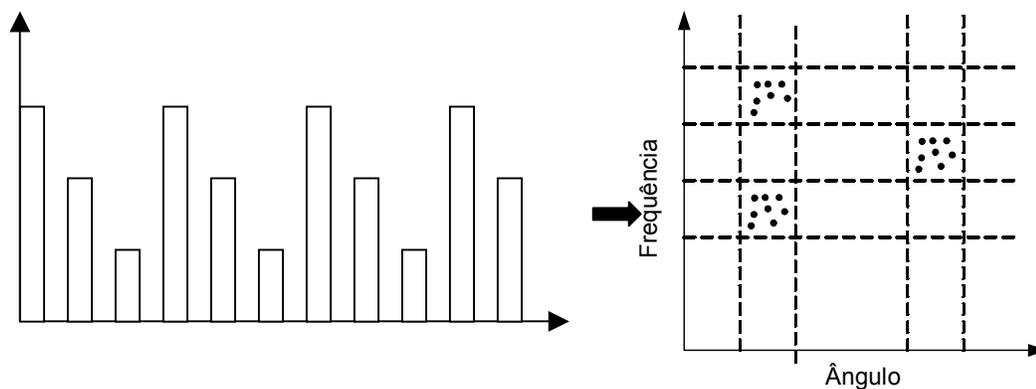


Figura 1: Pulsos de radar no tempo à esquerda, com respectivo agrupamento em células de pulsos em função da frequência e do ângulo à direita.

Na figura 1, as informações de ângulos de chegada e de frequência dos pulsos são obtidas da antena receptora (Figura 2), que capta os pulsos dos diversos emissores e gera, para cada pulso recebido, uma palavra digital com os parâmetros primários.



Figura 2: Uma unidade de antena receptora. O conjunto de antenas direcionais possibilita a determinação dos ângulos de chegada dos pulsos (Antenna Unit - EDO RSS).

A tabela abaixo mostra um exemplo de uma palavra referente a um determinado pulso de radar, fornecida por uma unidade de antena receptora. Neste exemplo, os dados da palavra estão em decimal para melhor visualização.

Tabela 1: Exemplo de palavra fornecida por uma unidade de antena receptora.

Tempo de chegada (μ s)	Amplitude (dB)	Ângulo de chegada (graus)	Frequência (MHz)	Largura de pulso (η s)	Modulação intrapulso
2076384.4	-13.5	333.3	9005.5	500	0

Apesar de se poder escolher qualquer conjunto de parâmetros, no algoritmo exemplificado utiliza-se apenas células de duas dimensões correspondentes aos parâmetros frequência e ângulo de chegada. Portanto, cada célula corresponde a uma faixa de frequências e uma faixa de ângulos de chegada dos pulsos. Essas faixas são definidas em

função das distâncias entre as frequências mais comuns dos radares e da precisão em ângulo do receptor, respectivamente. Assim, todos os pulsos detectados que apresentem frequência e ângulo de chegada nestas faixas formam uma célula. Porém, em uma mesma célula podem ser colocados pulsos de emissores diferentes, desde que apresentem frequência e ângulo de chegada dentro da mesma faixa de tolerância. Além disso, um mesmo emissor pode ter seus pulsos distribuídos em mais que uma célula, por seus parâmetros apresentarem valores próximos aos extremos das faixas de tolerância, já que sempre existem erros de precisão nas medidas dos parâmetros primários, além de variações geradas pelos próprios emissores.

Conseqüentemente, a separação por células não é suficiente para discriminar os emissores sendo, em geral, necessária uma segunda etapa onde é feita a análise de PRI “pulse repetition interval”. Esta análise da PRI, que também é um parâmetro que caracteriza bem os diversos emissores, não é feita no início porque, sendo a PRI um parâmetro secundário, depende da observação de uma seqüência de pulsos, exigindo mais tempo que o processo de separação por células.

A análise de PRI se baseia no parâmetro tempo de chegada dos pulsos de cada célula, podendo ser feita através de histogramas das diferenças entre os diversos tempos de chegada [6, 7, 32], para separação e identificação dos trens de pulsos dos diversos emissores.

Dependendo do resultado da análise de PRI, a primeira etapa do algoritmo pode ter os tamanhos das células alterados, mudando, por exemplo, as faixas de frequências, de forma a unir grupos adjacentes. Assim, pulsos de um mesmo emissor que estejam em células diferentes podem ser colocados em uma única célula.

É feita também uma análise de varredura, que é mais um parâmetro característico dos emissores. Esta análise é a observação de uma seqüência de amplitudes para determinar a forma e a velocidade com que o emissor está executando a varredura e só é feita depois que os emissores são separados, podendo demorar vários segundos, já que necessita de pelo menos duas varreduras do radar que está sendo identificado.

Este algoritmo não tem bom desempenho para emissores com agilidade, ou seja, emissores que variam intencionalmente os parâmetros (frequência ou PRI) no decorrer do tempo. Neste caso, um emissor ágil pode ser detectado como se fosse vários emissores. A figura abaixo mostra a agilidade de frequência de um radar.

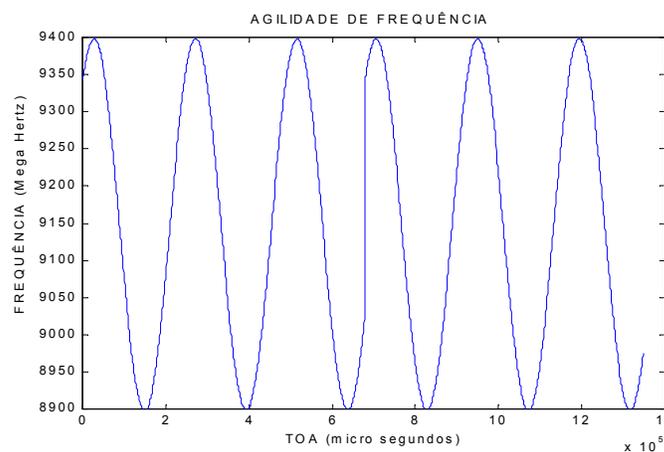


Figura 3: Variação da frequência no tempo de um radar ágil. Nesta figura, a curva não é contínua. Ela só existe nos tempos correspondentes às transmissões dos pulsos .

O objetivo deste trabalho é verificar a possibilidade de utilizar as amplitudes dos pulsos como parâmetro de “deinterleaving”, na tentativa de melhorar a eficiência do processo nos casos de emissores com qualquer tipo de agilidade. A amplitude, assim como o ângulo de chegada, ainda é um parâmetro que sofre pouca influência intencional do

emissor. As técnicas convencionais não são muito eficientes nos dias de hoje, devido aos emissores apresentarem agilidade em praticamente todos os parâmetros. A tabela abaixo apresenta uma idéia das técnicas que estão sendo utilizadas pelos radares em operação.

Tabela 2: Técnicas utilizadas por emissores com impacto nos processos de deinterleaving tradicionais [33].

Técnicas utilizadas na emissão	% de radares em operação
Modulação de frequência, de fase ou ambas	59,8%
Agilidade de frequência	57,2%
Sinal contínuo, modulação de Frequência e de fase	42,0%
Modulação de PRI	39,3 %
Sinal contínuo e agilidade de frequência	37,5%
Agilidade de frequência, sinal contínuo, modulações de fase e frequência.	38,8%

Pela tabela acima, pode-se inferir a dificuldade encontrada quando se tenta fazer o “deinterleaving” de pulsos radar através de qualquer parâmetro utilizado tradicionalmente, com exceção do ângulo de chegada.

Verifica-se na literatura [3] que a amplitude não tem sido amplamente utilizada no deinterleaving por ser pouco confiável, uma vez que seu valor absoluto pode variar muito na recepção em função de diversos fatores; tais como distância, superposição, varredura, reflexões e intempéries.

Mesmo sendo uma medida não confiável em termos de valor absoluto, a amplitude ainda é o único parâmetro, além do ângulo de chegada, que não é muito influenciado intencionalmente pelo emissor. O ângulo de chegada não pode ser mudado em um intervalo

de tempo pequeno pois depende de deslocamentos rápidos do emissor. A amplitude também não é alterada intencionalmente a cada pulso, uma vez que os radares em princípio transmitem sempre na máxima potência disponível.

Assim, pode-se dizer que, num intervalo de tempo suficientemente curto, amplitudes constantes de uma seqüência de pulsos dentro de uma faixa de tolerância, indicam com boa probabilidade que eles podem ser provenientes de um mesmo emissor. Com maior certeza pode-se dizer que mais de um emissor deverá estar presente se em uma seqüência curta houver pulsos com amplitudes muito diferentes. Alguns autores [3] consideram que o deinterleaving feito puramente com análise de PRI apresenta resultados similares aos do deinterleaving feito puramente por análise de amplitudes dos pulsos.

O postulado básico necessário para o uso da amplitude como parâmetro de deinterleaving é determinar o intervalo de tempo de amostragem necessário para que não ocorram grandes variações de amplitude nos pulsos provenientes de um mesmo emissor.

1.1. Estrutura do trabalho

O capítulo 2 faz uma apresentação dos seguintes conceitos fundamentais: sistemas de medidas de apoio à guerra eletrônica (MAGE), parâmetros de pulsos radar medidos por um sistema MAGE, cenários típicos e áreas de aplicação. É feita também uma breve apresentação de alguns métodos de “deinterleaving” utilizados.

No capítulo 3 são apresentados os conceitos teóricos que fundamentam e possibilitam a utilização do parâmetro amplitude no deinterleaving e em outras aplicações.

O capítulo 4 apresenta os resultados de dois algoritmos com uso do parâmetro amplitude e os resultados de um algoritmo tradicional, que faz separação por frequência, simulados no MATLAB.

O capítulo 5 faz a conclusão do trabalho e sugere aplicações e temas para estudos.

2. Conceitos fundamentais

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos fundamentais para os objetivos deste trabalho: um sistema de medidas de apoio à guerra eletrônica e parâmetros de pulsos medidos, cenários típicos de guerra eletrônica e métodos de deinterleaving.

2.1. Sistemas de Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica (MAGE)

Os sistemas de Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica (MAGE) têm a função de procurar, interceptar, localizar e identificar fontes inimigas de radiação eletromagnética. As informações fornecidas por estes sistemas são utilizadas para apoio a decisões táticas.

Em ambientes eletromagnéticos densos, a grande quantidade de emissores faz com que um sistema MAGE receba diversos trens de pulsos aleatoriamente embaralhados. Para que estes emissores sejam identificados individualmente é necessário que seus trens de pulsos sejam separados. Este processo de separação é chamado de “deinterleaving” e consiste em isolar cada trem de pulsos de cada radar do total de pulsos recebidos.

A unidade de antena receptora de um sistema MAGE fornece, para cada pulso recebido, uma palavra digital que descreve os parâmetros medidos que são: tempo de chegada, amplitude, ângulo de chegada, frequência, largura de pulso e presença ou não de modulação intrapulso.

O processo de “deinterleaving” opera nestes parâmetros de forma a identificar as séries de pulsos que pertencem a cada emissor presente. Após o deinterleaving, as séries de pulsos extraídas passam então por processamentos posteriores onde se fazem análises de varredura e comparações com bibliotecas de emissores para identificação de cada emissor.

2.2. Parâmetros medidos por um sistema MAGE

Cada pulso interceptado pelo MAGE é caracterizado por um conjunto de parâmetros. Através destes parâmetros é possível formar grupos de pulsos, cada um pertencente a um emissor, e identificar cada emissor. Os parâmetros geralmente medidos pelo receptor de MAGE para um sinal pulsado estão representados na figura 4.

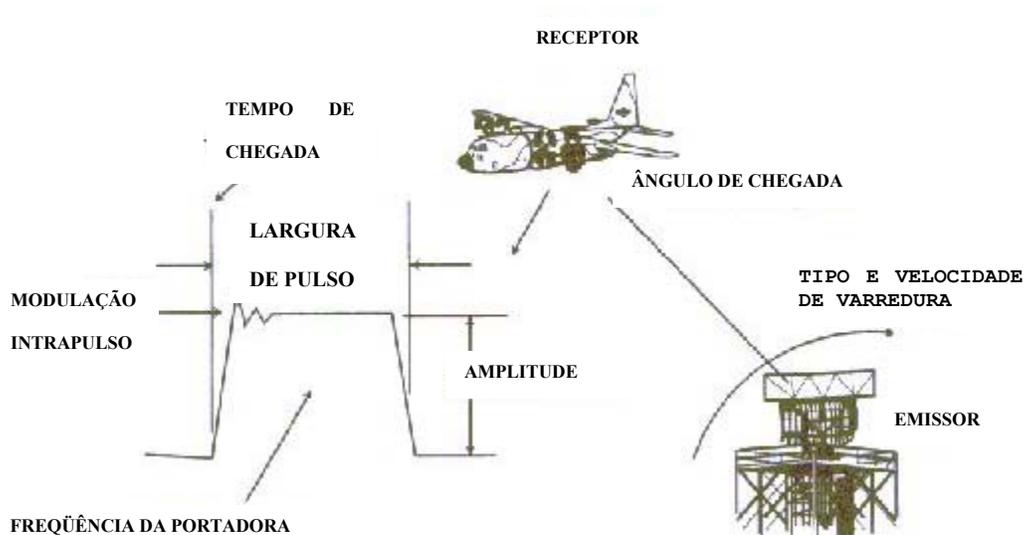


Figura 4: Parâmetros medidos por um sistema MAGE [34].

Os parâmetros medidos em um único pulso pelo MAGE são:

- a frequência da portadora (RF);
- a amplitude do pulso (PA);

- a largura do pulso (PW);
- tempo de chegada do pulso (TOA);
- ângulo de chegada do pulso (AOA);
- polarização do sinal e a modulação de frequência intrapulso;
- indicação de que uma determinada transmissão é de onda contínua (CW). Esta indicação de CW é dada quando a largura de pulso ultrapassa um valor máximo estipulado.

Estes parâmetros medidos, formam palavras digitais que descrevem cada pulso recebido. Tais palavras são chamadas de Palavras Descritoras do Pulso (PDW).

Uma vez que os pulsos de cada emissor tenham sido separados, é possível determinar os parâmetros que dependem de mais de um pulso. Tais parâmetros incluem:

- PRI e tipo de PRI, pela comparação de vários tempos de chegada (apesar de depender de mais que um pulso, este parâmetro é muito utilizado no próprio deinterleaving através de diversos métodos matemáticos);

Há uma infinidade de possibilidades de arranjos de PRI, mas pode-se classificar os tipos mais comuns em categorias de PRI, conforme a tabela abaixo [3]:

Tabela 3: Categorias de PRIs.

Tipos de PRI	Características
Constante	Variações tipicamente menores que 1% do valor médio.
“Jittered”	Variações grandes, acima de 30% do valor médio.
“Dwell and Switch”	Rajadas de pulsos com várias PRIs estáveis, chaveadas de uma

	rajada para a próxima.
“Stagger”	A PRI muda de forma periódica.
“Sliding”	PRIs maiores para menores elevações e menores para maiores elevações do alvo.
“Scheduled”	Numerosos padrões complexos, podendo ser periódicos, adaptáveis à situação do alvo.
Variações periódicas	Variações quase senoidais, até 5% da PRI média.
Grupos de pulsos	Pulsos transmitidos em grupos intermitentes.

- largura de feixe, velocidade de rotação e tipo de varredura da antena transmissora, por análise da seqüência de várias amplitudes;
- chaveamento de modo de transmissão, por análise de várias larguras de pulsos e de vários tempos de chegada;
- distância, por comparação de vários ângulos de chegada, considerando os movimentos relativos entre emissor e receptor (triangulação).

Estes parâmetros que dependem de vários pulsos são usados para identificação e caracterização do grau de letalidade dos emissores interceptados. Por exemplo, uma diminuição na PRI de um emissor pode indicar uma transição do modo de busca para o modo de acompanhamento, pois no modo de acompanhamento, utilizado para preparação de um possível ataque, o radar precisa de maior quantidade de pulsos atingindo o alvo.

2.3. Cenários típicos

Os sinais de maior interesse para os sistemas de MAGE são os associados com sistemas de armas, ou seja, sinais radar, sinais de link de dados e sinais de comunicações. Em geral, os sinais de radares e os sinais de link de dados tornam-se os principais alvos para os sistemas de MAGE porque são mais estruturados do que os sinais de comunicações.

A faixa de frequência da muitos radares associados a armas está na faixa de 2 a 18 GHz.

Existe também alguma atividade nas faixas ao redor das janelas atmosféricas de 35GHz, 94GHz, 140GHz, e 220GHz. Estas bandas de frequência estão associadas com armas de curto alcance. Entretanto, por considerações de custo e de tecnologia, os sistemas de MAGE disponíveis comercialmente chegam apenas até 40GHz. Também há atividades de sinais infravermelhos, eletro-óticos e laser.

Há também radares de longo alcance em VHF e UHF. Estes são radares de busca e geralmente apresentam baixa resolução, não constituindo ameaças imediatas às plataformas militares convencionais. Entretanto, estes radares têm aumentado sua importância já que são capazes de enviar designações iniciais aos sistemas de controle de tiro.

Os radares de busca que operam na faixa de frequência entre 1 a 2 GHz são importantes uma vez que provêm as designações iniciais das ameaças ao sistema de armas. Em alguns sistemas de MAGE, associados com equipamentos de contramedidas eletrônicas, as informações provenientes destes radares são utilizadas para sintonizar a frequência da contramedida. Por isto a faixa de cobertura de frequências do MAGE pode ser estendida até 500MHz para detecção destas emissões.

Há também o aspecto da quantidade de pulsos que chegam ao receptor. Podem ocorrer densidades da ordem de milhões de pulsos por segundo, provenientes de diversos emissores, com diversas frequências de portadora, larguras de pulso, PRI, de diferentes direções e com agilidade ou não em quaisquer dos parâmetros. Cabe ao MAGE receber estes pulsos, separá-los por emissor e identificar cada emissor.

2.4. Métodos de “deinterleaving”

Existem diversos tipos de algoritmos de deinterleaving [3, 6-31], que podem ser classificados pelo número de etapas realizadas, pelo conjunto de parâmetros utilizados, pelas técnicas numéricas empregadas ou pelo uso de parâmetros primários (amplitude, largura de pulso, ângulo de chegada, frequência e modulação intrapulso) ou secundários (intervalo de repetição de pulsos e tipo de varredura). A seguir são citados alguns dos principais métodos de deinterleaving utilizados.

2.4.1. “Pigeon hole”

Este é um dos métodos mais utilizados, onde se separa os pulsos em células, definidas por subconjuntos de parâmetros [32]. As células podem ter “n” dimensões, sendo “n” o número de parâmetros utilizados. As dimensões das células são definidas por faixas de valores dos parâmetros escolhidos, de forma que em cada célula sejam colocados pulsos de um mesmo emissor. Este método tem a vantagem de proporcionar uma eficiente redução de dados, já que o número de passos necessários ao processamento de cada pulso é reduzido pois são feitas comparações de cada pulso apenas com cada célula existente. O

método é rápido porque não depende de parâmetros secundários para a colocação dos pulsos nas células. Porém, este método não é eficiente para emissores que apresentem agilidade de parâmetros, ou seja, que variem intencionalmente seus valores no decorrer do tempo. Esta variação de valores dos parâmetros faz com que um mesmo emissor tenha seus pulsos distribuídos por várias células.

2.4.2. “Pigeon hole” + PRI

Para melhor eficiência, pode-se fazer o deinterleaving em duas etapas, sendo a primeira um processo de “pigeon hole” adaptativo, que provê um rápido grupamento dos pulsos com parâmetros similares em células [32] e a segunda uma análise de PRI, que é feita por comparação das diferenças de tempo de chegada dos pulsos. Esta análise de PRI é feita dentro de cada célula formada pelo processo de “pigeon hole”. Neste caso, é melhor a eficiência contra emissores ágeis, já que na segunda etapa podem ser aplicados diversos métodos de “deinterleaving” por tempo de chegada, de forma a separar tais emissores. Além disto, sendo a primeira etapa um processo de “pigeon hole” adaptativo, de acordo com a análise de PRI, são comandadas alterações nas células, por aumento das faixas das dimensões, além de retiradas das células dos emissores já identificados.

Mesmo assim, este processo ainda não é eficiente para emissores que tenham agilidades com grandes variações de parâmetros, pois no processo de aumento das faixas dos parâmetros das células, pode-se englobar vários emissores em uma mesma célula.

2.4.3. “Time slice”

Neste processo, são feitas amostras de pulsos, nas quais se procura formar seqüências de pulsos com características semelhantes [32]. Os tamanhos das amostras podem ser aumentados sucessivamente para permitir a separação de emissores ágeis. A busca continua até que todos os pulsos tenham sido separados. Este tipo de procedimento tem a desvantagem de se tornar muito complexo e lento para ambientes com alta densidade de pulsos e para emissores com agilidade de PRI.

2.4.4. Tempo de chegada ou PRI

Algoritmos de tempo de chegada ou PRI [3] são os mais explorados na literatura, havendo várias publicações com diversos métodos matemáticos. Os algoritmos que só se baseiam em tempo de chegada têm a vantagem de não demandarem unidades receptoras muito complexas, já que não necessitam de outros parâmetros, além do tempo de chegada dos pulsos.

A determinação da PRI é importantíssima na extração dos pulsos de um dado emissor de uma cadeia de pulsos embaralhados. A PRI, assim como a frequência e os demais parâmetros caracterizam bem os diversos emissores. Além disso, há sistemas que apresentam medidas dos demais parâmetros muito pobres, o que torna a extração de emissores apenas pela análise dos tempos de chegada essencial.

A grande maioria dos estudos publicados sobre deinterleaving se concentra em análises de PRI, desde métodos simples de análise sonora até complexos algoritmos com diversas abordagens matemáticas.

Existem vários métodos de extração de emissores por análise de PRI. Inicialmente, os trens de pulsos eram extraídos por análise de áudio, filtragem de áudio ou com o uso de shift registers, osciloscópios e analisadores de espectro [3, 32]. Porém, com o aumento de complexidade dos cenários, estes métodos deixaram de ser suficientes, passando a serem necessários algoritmos eficientes que possam ser aplicados em tempo real. Na bibliografia há diversas publicações de métodos propostos, com a utilização de PRI.

2.4.5. Análise Intrapulso

A determinação das características de modulação intrapulso [3] de um sinal recebido fornece uma valiosa fonte de informações do emissor. Modulação intrapulso é a forma do pulso (modulação em amplitude) e a variação de frequência ou de fase da portadora dentro de um único pulso, podendo ser intencional ou não intencional. A análise intrapulso tem a vantagem de fazer a distinção de um emissor mesmo dentre outros do mesmo tipo, porque a modulação intrapulso não intencional dá uma espécie de assinatura que identifica cada emissor individualmente. A dificuldade deste tipo de análise reside na necessidade de uma biblioteca com as características dos emissores que se espera detectar, que seja constantemente atualizada com novos emissores e também com as mudanças de características dos emissores já conhecidos, pois a assinatura de um mesmo emissor pode se alterar com o tempo por manutenções e desgaste natural dos seus componentes. Porém, mesmo sem uma biblioteca de emissores completa e atualizada, pode-se usar a informação intrapulso no deinterleaving, montando-se grupos de emissores com características semelhantes. Todas as pesquisas que estão sendo realizadas a este respeito são sigilosas, não havendo ainda muita informação disponível.

3. Conceitos teóricos

Neste capítulo são avaliados todos os fatores que influenciam na amplitude do sinal que chega a um receptor situado sobre a superfície do mar, com o objetivo de fazer uso deste parâmetro, não só no deinterleaving, mas também em outras aplicações como por exemplo, estimativa do nível de perigo de emissores. Neste trabalho, o ponto de vista do receptor é sempre o da superfície do mar, mas os resultados podem ser extrapolados para outros tipos de receptores, levando-se em consideração as características de cada ambiente.

Para utilizar a amplitude como um parâmetro de deinterleaving na forma proposta neste trabalho é necessário assumir que a amplitude não varia significativamente num determinado intervalo de tempo. Para isto deve-se modelar o comportamento deste parâmetro em função dos diversos fatores que o afetam.

Os principais fatores que influenciam diretamente a potência do sinal recebido e a amplitude são:

A velocidade relativa entre emissor e receptor;

A frequência da portadora;

A varredura executada pelo emissor;

Reflexões ou efeito multipath de um sinal proveniente de uma mesma fonte;

A superposição de pulsos provenientes de emissores diferentes;

Fatores climáticos;

Obstrução das zonas de Fresnel;

Movimento das antenas, com alterações das posições relativas entre os diagramas de radiação e a linha de visada, com conseqüentes mudanças nos ganhos.

Antes de analisar cada um destes fatores, é necessário que se adote um modelo para o sinal que é recebido, proveniente de um determinado emissor.

3.1. Expressão para a potência de sinal em uma antena receptora, com propagação em espaço livre

Esta expressão [3, 5, 35, 36] é fundamental para todo o estudo que se venha a fazer acerca da amplitude de um sinal recebido por uma antena.

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 R^2} \quad \text{ou} \quad P_r = \frac{P_t A_t A_r}{R^2 \lambda^2} \quad (1)$$

Nesta expressão foram omitidas as perdas, que podem ser consideradas como parte dos ganhos ou das áreas das antenas.

λ = Comprimento de onda

P_r = Potência recebida

P_t = Potência transmitida

G_t = Ganho da antena transmissora

G_r = Ganho da antena receptora

R = Distância entre antenas receptora e transmissora

A_t = Área da antena transmissora

A_r = Área da antena receptora e

Os gráficos das figuras 1, 2 e 3 a seguir, baseados na expressão (1), mostram como a potência recebida por uma antena varia em função da distância do emissor, do comprimento

de onda e da potência transmitida, com os demais termos da fixos. Observa-se que as variações de distância e de comprimento de onda exercem maior influência na potência que chega ao receptor do que a variação da própria potência que é enviada pelo emissor. Isto também pode ser observado pela expressão (1), onde os termos R e λ , referentes à distância e ao comprimento de onda, aparecem elevados ao quadrado.

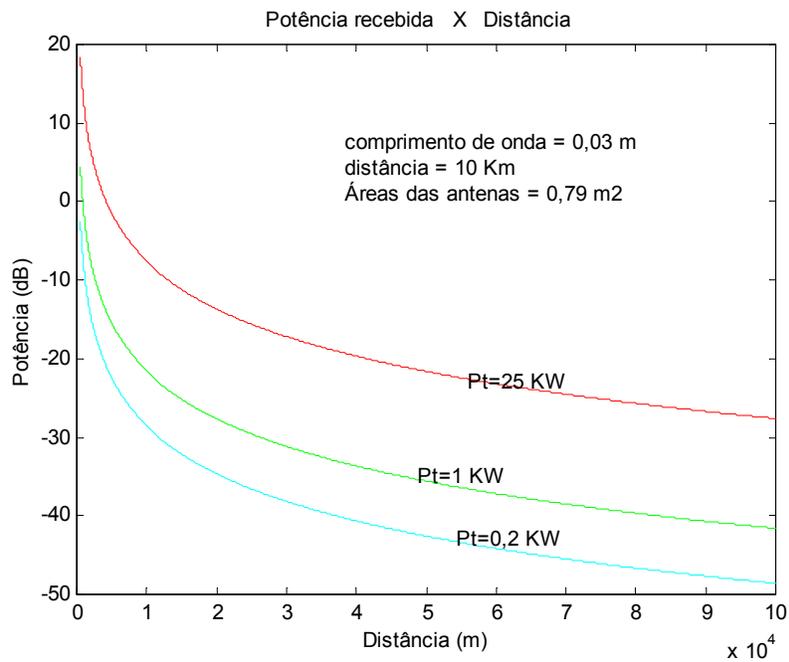


Figura 5: Gráfico da potência recebida em função da distância do emissor, de zero até 10.000m.

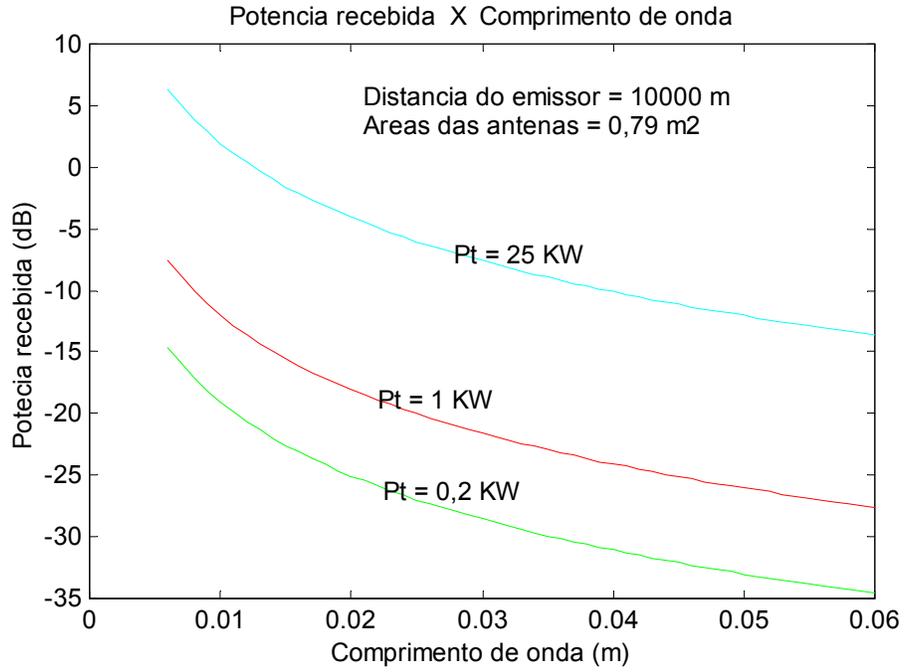


Figura 6: Gráfico da potência recebida em função do comprimento de onda, para distância fixa.

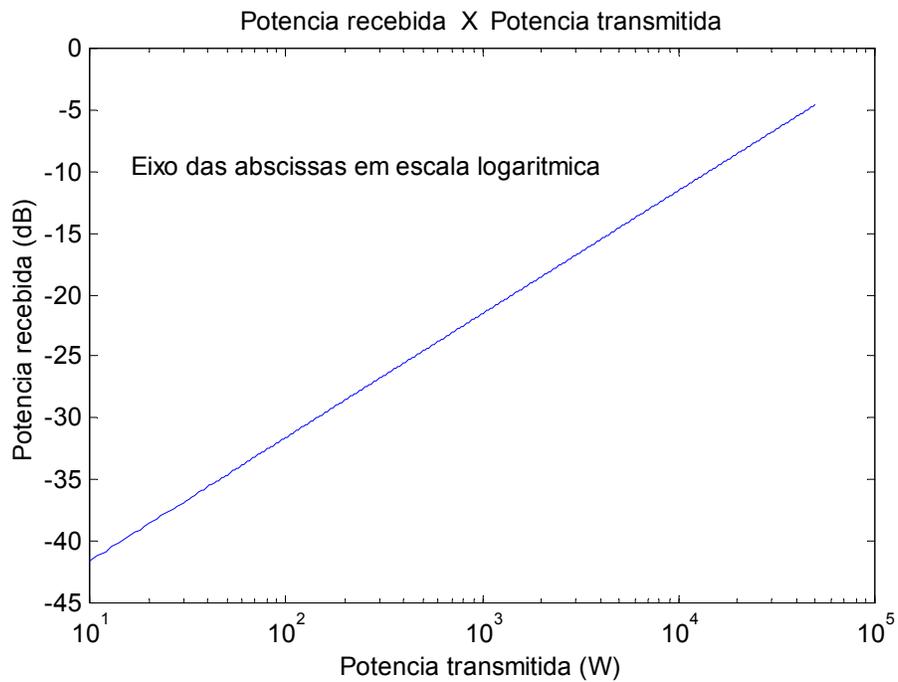


Figura 7: Gráfico da potência recebida em função da potência transmitida.

3.2. Influências sobre a potência do sinal no receptor

Nesta seção é feita uma avaliação de quanto e como cada fator exerce influência na amplitude de um sinal recebido por uma antena.

3.2.1. Influência da velocidade do emissor

A velocidade do emissor na direção do receptor provoca variação da potência do sinal recebido pois significa mudança da distância “R” no tempo. A distância “R” aparece elevada ao quadrado na expressão (1) da potência do sinal recebido.

Para a análise desta variação de potência no receptor em função da velocidade do emissor, considera-se que todos os demais termos além de “R”, são constantes em (1).

$$P_r = \frac{K_0}{R^2}, \text{ onde } K_0 = \frac{P_t G_t \lambda^2}{(4\pi)^2} \text{ ou } K_0 = \frac{P_t A_t A_r}{\lambda^2} \quad (2)$$

Sendo constante a velocidade V do emissor na direção do receptor, a potência P_r' após um intervalo de tempo Δt será:

$$P_r' = \frac{K_0}{(R \pm V \Delta t)^2} \quad (3)$$

Onde os sinais negativo e positivo no denominador indicam se o emissor está aproximando ou afastando, respectivamente.

As relações entre as potências final e inicial em um intervalo de tempo Δt ficam:

a) Para o emissor se afastando,
$$\frac{P_r'}{P_r} = \frac{R^2}{R^2 + 2RV\Delta t + V^2\Delta t^2} \quad (4)$$

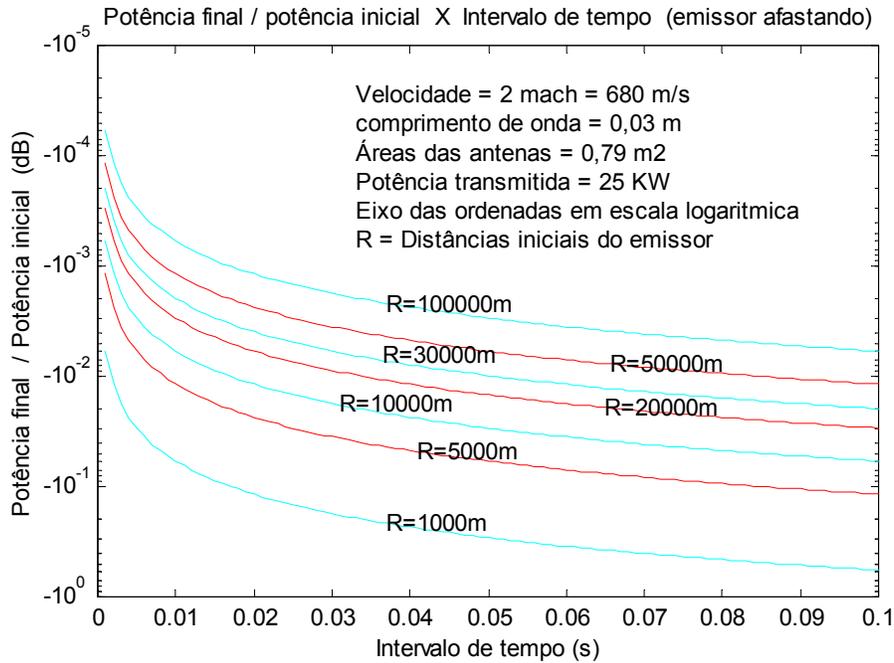


Figura 8: Razão das potências final e inicial em função do intervalo de tempo para um emissor afastando.

Observa-se no gráfico acima que em um intervalo de 20ms, com uma distância inicial de 5000m e com o emissor se afastando a 2 mach, há uma queda de potência de aproximadamente 0,02dB.

b) Para o emissor se aproximando,

$$\frac{P_r'}{P_r} = \frac{R^2}{R^2 - 2RV\Delta t + V^2\Delta t^2} \quad (5)$$

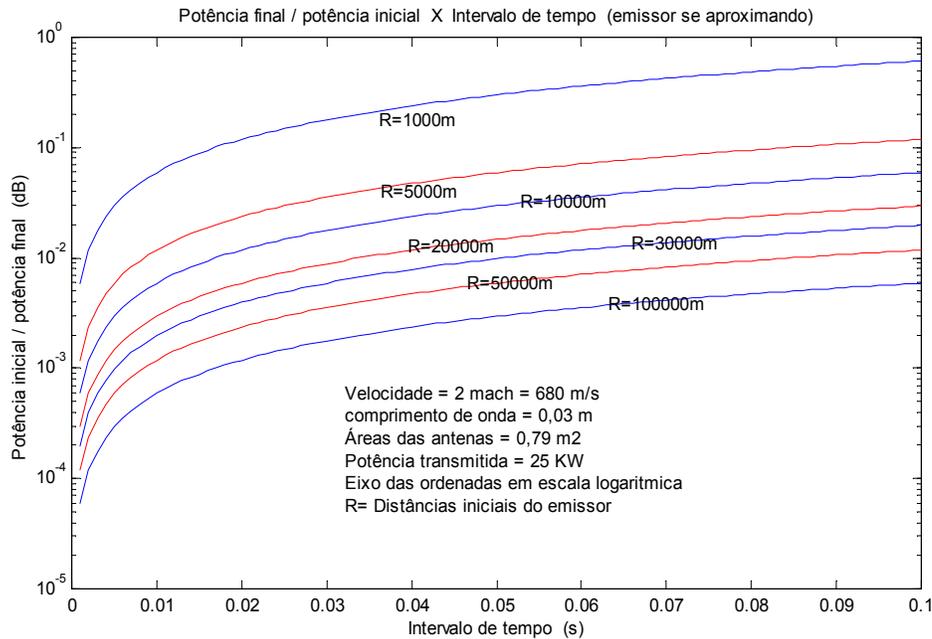


Figura 9: Razão das potências final e inicial em função do intervalo de tempo para um emissor aproximando.

Observa-se no gráfico acima que em um intervalo de 20ms, com uma distância inicial de 5000m e com o emissor aproximando a 2 mach, há um aumento de potência de aproximadamente 0,02dB.

Pelas figuras 4 e 5 observa-se que:

Para que a potência, recebida por uma antena, proveniente de um emissor se aproximando com velocidade de 2 mach (680 m/s), a uma distância de 10 Km, aumente 3dB, ou seja, $\Delta P_r / P_r = 1$, é necessário decorrer o tempo de aproximadamente 4,3s.

Para que a potência, recebida por uma antena, proveniente de um emissor que se afasta com velocidade de 2 mach (680 m/s), a uma distância de 10 Km, caia 3dB, ou seja, $\Delta P_r / P_r = 0,5$, é necessário o tempo de aproximadamente 6,09s.

Conclusão: mesmo com velocidades relativamente altas, a variação de amplitude é muito pequena em um intervalo de tempo pequeno. Por exemplo, em 20ms pode-se afirmar que a amplitude praticamente não varia com a velocidade do emissor.

3.2.2. Influência da frequência da portadora

A frequência da portadora é um fator muito importante porque além de ser um parâmetro muito utilizado diretamente nos algoritmos tradicionais de deinterleaving, aparece também na expressão da potência do sinal em uma antena receptora

$$P_r = \frac{P_t A_t A_r}{R^2 \lambda^2} \quad (1)$$

na forma de comprimento de onda elevado ao quadrado. Considerando-se

constantes as áreas das antenas, a potência transmitida e a distância, pode-se fazer:

$$P_r = \frac{P_t A_t A_r}{R^2 \lambda^2} = \frac{P_t A_t A_r}{R^2 \left(\frac{c}{f}\right)^2} = K_1 f^2 \quad (6)$$

$$K_1 = \frac{P_t A_t A_r}{(Rc)^2}; \quad c = 3 \times 10^8 \frac{m}{s}$$

Logo,
$$\left(\frac{\partial P_r}{\partial f}\right) = 2K_1 f \quad (7)$$

A variação da potência recebida com a frequência é apresentada na figura abaixo, onde $P_t=25\text{KW}$, $A_r=A_t=0,79\text{m}^2$ e $R=10 \text{ Km}$, tem-se $K_1 = 1,7 \times 10^{-21}$ e $P_r(\text{dB}) = 10 \log(1,7 \times 10^{-21} f^2)$.

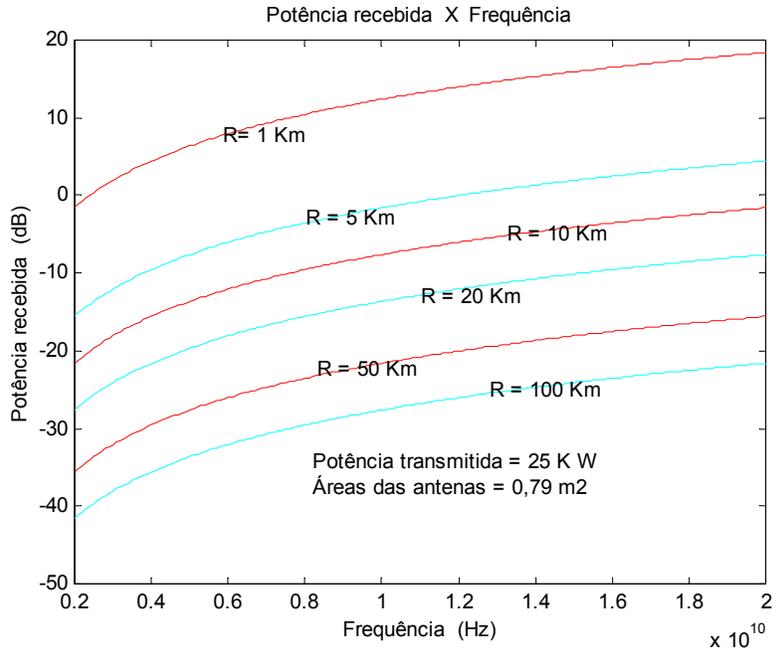


Figura 10: Potência recebida em função da frequência. Para frequências em torno de 10GHz, a relação

$\frac{\partial P_r(dB)}{\partial f(GHz)}$ é aproximadamente 0,87, o que dá uma variação de potência recebida de 0,44dB por

500MHz. De variação de frequência.

Conclusão: Como não se espera encontrar agilidades de frequência dos emissores acima de 1GHz, não se espera mudanças de amplitude de pulsos provenientes de um mesmo emissor acima de alguns décimos de dB.

3.2.3. Influência da varredura do emissor

Este é certamente o fator que causa maior variação de amplitude nos pulsos recebidos.

Como as antenas de radar são diretivas, ou seja, possuem ganho bem mais acentuado em uma determinada direção, a potência do sinal que chega em um receptor muda sensivelmente com os movimentos efetuados pelo emissor.

As figuras abaixo ilustram como a amplitude de um sinal pode variar de acordo com a varredura do emissor:

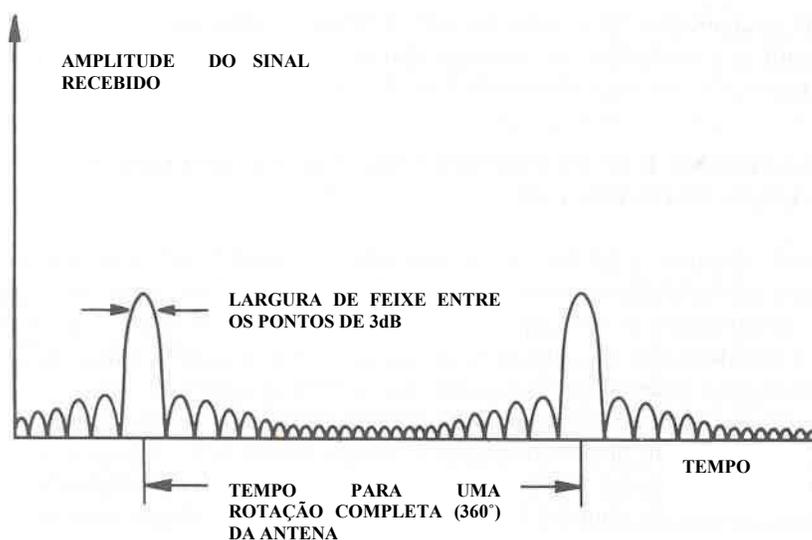


Figura 11: Amplitude de um sinal recebido em função do tempo, proveniente de um emissor que está executando varredura circular. Os picos grandes mostram a passagem dos lóbulos principais e os pequenos, dos lóbulos secundários.[3].

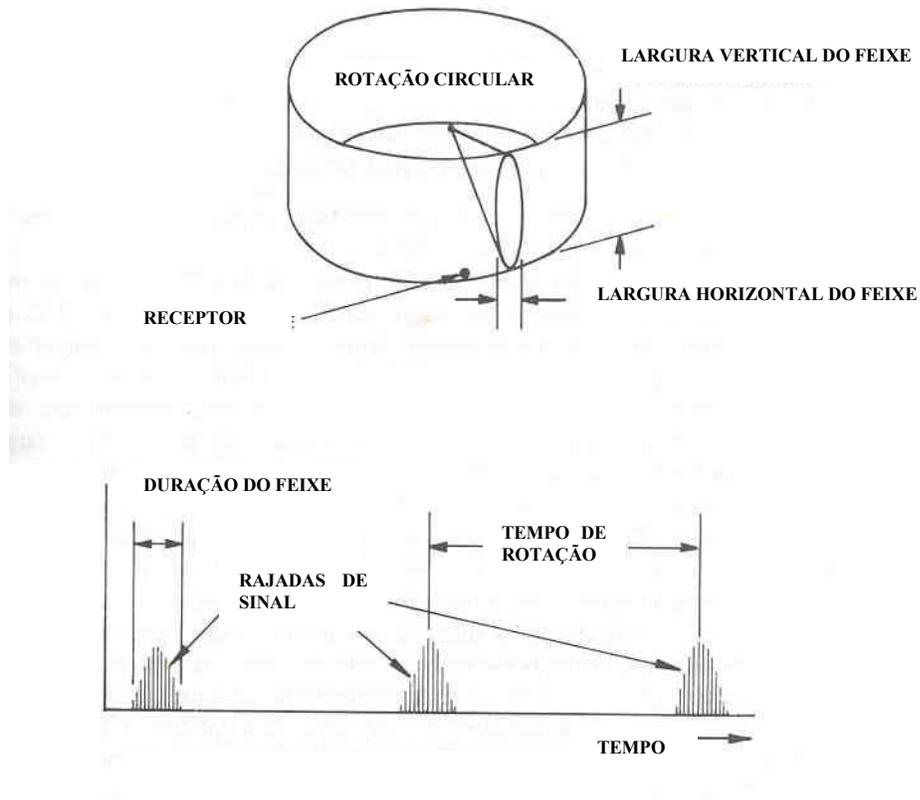


Figura 12: Varredura circular, com típica forma de onda de amplitude recebida.[3].

Assim, faz-se necessária uma análise desta variação de amplitude, que é diretamente dependente do tipo de feixe e da varredura do emissor.

A potência recebida em um ponto distante, proveniente de um array de antenas, em função do ângulo, projetada em duas dimensões, pode ser aproximada por $P_r = K (\text{sen } x / x)^2$, ou seja, uma forma de onda de um lóbulo principal com diversos lóbulos laterais decrescentes, onde P_r é a potência recebida e K é o valor no ponto máximo, conforme a figura abaixo, que foi feita para $K=1$.

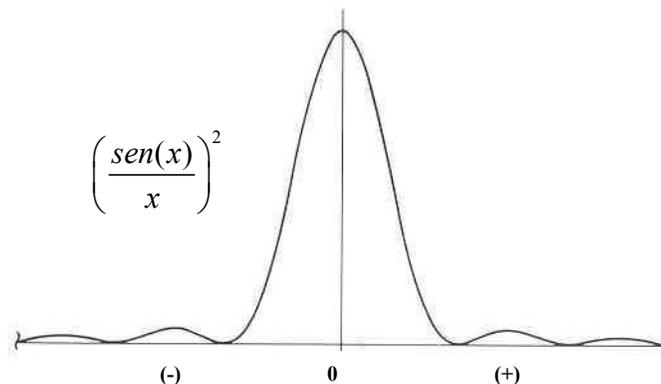


Figura 13: Função $(\text{sen } x / x)^2$, que aproxima o comportamento de um feixe radar em duas dimensões.[4]

Três características de radiação das antenas são importantes: a largura do lóbulo principal, o ganho do lóbulo principal e os alcances relativos dos lóbulos laterais. A largura do lóbulo principal ou largura do feixe é definida entre os pontos de -3 dB, para os quais a potência é a metade da potência irradiada no ponto máximo. São comuns, para antenas de radares, larguras de feixes da ordem de 1° a 5° [3, 4].

Os radares de busca ou de navegação, fazem varredura circular e são os emissores que geram maiores variações de amplitude em um receptor fixo, conforme se pode observar nas figuras 11 e 12. Já os emissores que oferecem maior perigo, são os radares de apontamento ou acompanhamento. Estes, na situação de apontamento ou acompanhamento, permanecem “iluminando” o alvo durante o tempo necessário para obter a solução de tiro. Nestes tipos de emissores, a amplitude não sofre grandes variações por varredura, já que o feixe procura sempre permanecer sobre o alvo entre os pontos de -3dB.

Por exemplo, um emissor com largura de feixe de $3,6^\circ$ e que faz varredura circular de uma volta a cada 4s, dá um tempo de interceptação por um receptor do feixe, entre os

pontos de -3 dB, de 40ms ($3,6^\circ \times 4s / 360^\circ$). Neste intervalo de tempo há uma recepção de sinal com potência relativamente estável. Mas não se pode dizer o mesmo para outros intervalos de tempo adjacentes. A amplitude cai ou sobe rapidamente nas extremidades do feixe radar, conforme é mostrado no gráfico da função $(\text{sen } x / x)^2$ em dB abaixo.

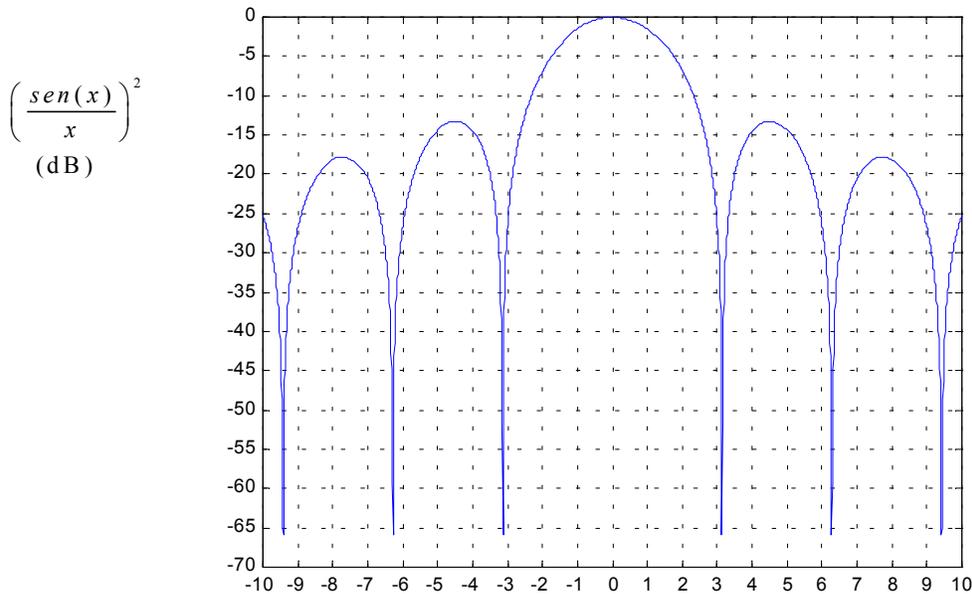


Figura 14: Função $(\text{sen } x/x)^2$ em dB.

Na figura, tem-se 0dB no ponto de máxima amplitude do lóbulo principal, quando a abscissa é zero. Os pontos de -3dB ocorrem em $\pm 1,3916$. No exemplo citado acima, do emissor com varredura circular, com tempo decorrido entre os pontos de -3dB de 40ms, o intervalo de zero a 1,3916 corresponderia a 20ms. Já o intervalo de um a três, corresponderia a 28,74ms para aproximadamente 30dB de variação na amplitude. Então, para emissores com varredura circular, a hipótese de que a amplitude é estável por 20 ms é válida apenas para os intervalos de tempo nos quais ocorre a passagem do feixe dentro dos

limites de -3dB . Em outros intervalos de tempo a variação de amplitude é muito rápida, pois o ganho do transmissor cai abruptamente. Mas mesmo assim, pode-se usar a hipótese de que para um mesmo emissor a amplitude não varia em saltos, mas sofre pequenos incrementos a cada pulso.

Considerando-se que as PRIs normalmente utilizadas são da ordem de mili segundos [1-5], pode-se estimar o quanto a amplitude de um emissor com varredura circular de 4s e largura de feixe de $3,6^\circ$ pode chegar a variar a cada pulso, para diversos valores de PRI:

Tabela 4: PRIs x Máximo de variação de amplitude pulso a pulso.

PRIs	Variação da amplitude em dB de um pulso para outro pode chegar a:
10 ms	10,4
2 ms	2,08
1 ms	1,04
0,1 ms	0,104

Pela tabela acima, nota-se que para PRIs muito longas (acima de 2ms) a amplitude pode variar muito, mesmo quando medida pulso a pulso. Então só se pode utilizar a amplitude para PRIs abaixo de 2ms . Porém, um emissor com varredura circular de 4s e largura de feixe de $3,6^\circ$, atinge o alvo com menos que 20 pulsos durante os 40ms que o feixe passa por entre os pontos de 3dB se a PRI for maior que 20ms . Uma quantidade menor que 20 pulsos normalmente não é suficiente para fornecer uma boa identificação do alvo [35]. Então um radar nestas condições, precisaria diminuir a velocidade de varredura

ou diminuir o tempo de PRI caso pretendesse alguma ação em relação à plataforma na qual está montado o receptor. De qualquer forma, os emissores mais perigosos usam PRIs menores e não fazem varredura circular, já que objetivam o apontamento ou acompanhamento do alvo.

Conclusão: Para emissores que façam varredura circular, nem sempre se pode utilizar a hipótese de amplitude com pouca variação em um intervalo de tempo pequeno. Nestes casos deve-se usar a hipótese da amplitude com pequena variação pulso a pulso, a não ser que a PRI seja muito grande, sendo que neste caso, o emissor não deverá representar ameaça, pois uma quantidade muito pequena de pulsos estará chegando ao receptor.

3.2.4. Influência de reflexões ou efeito “multipath”

O efeito “multipath” é a transmissão de um sinal por diferentes caminhos, o que faz com que ocorra no receptor a superposição de amostras deste mesmo sinal com diferentes fases.

Dependendo das fases e das amplitudes, estas amostras do sinal podem se somar ou se subtrair, resultando numa amplitude de recepção que varia desde um valor máximo, quando as fases são iguais, até um mínimo, quando as fases são opostas.

As diferenças entre as fases das amostras são função das diferenças entre as distâncias percorridas até o receptor. Os caminhos percorridos podem ser, um direto, que vai desde a antena transmissora até a receptora e outro refletido, que vai desde antena transmissora até a receptora através de uma reflexão na superfície do mar. Neste caso, a

combinação dos sinais no receptor se alterna entre os valores máximo e mínimo cada vez que a diferença entre as duas distâncias percorridas varia de meio comprimento de onda.

Para se estimar o quanto varia, em função dos movimentos das antenas, a amplitude de um sinal que tenha percorrido um caminho direto e outro refletido até o receptor, utiliza-se o modelo abaixo, sem levar em consideração os efeitos da curvatura da Terra*.

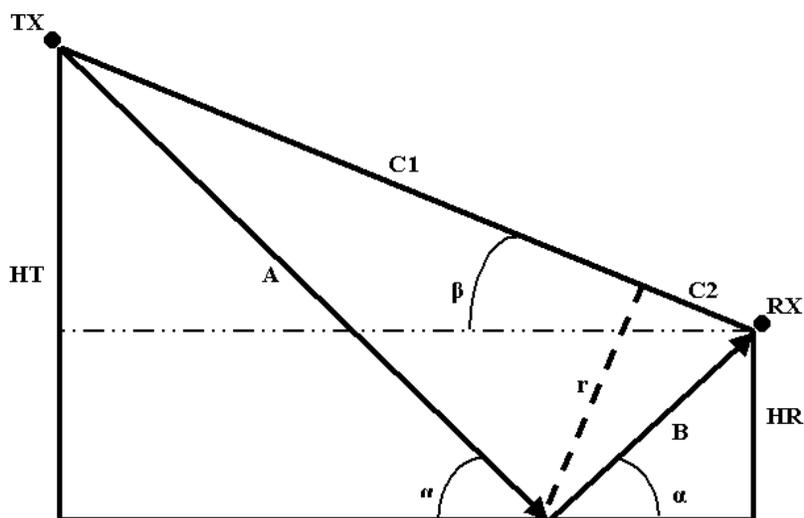


Figura 15: Modelo para composição de um sinal que chega a um receptor de superfície, proveniente de um emissor, através de um direto e outro refletido.

* Para incluir o efeito da curvatura da Terra no modelo calcula-se as alturas equivalentes das antenas (HT' e HR') e trabalha-se como se a Terra fosse plana. Estas alturas equivalentes podem ser calculadas por $HT' = HT - (A \cos \alpha)^2 / 2KR$ e $HR' = HR - (B \cos \alpha)^2 / 2KR$, sendo K = coeficiente para cálculo do raio efetivo da Terra, que é $4/3$ para condições atmosféricas normais e R = raio da Terra $\sim 6,37 \times 10^6$. Com a inclusão da curvatura da Terra no modelo, encontrar-se-iam variações de amplitude ainda menores, visto que as alturas equivalentes das antenas são menores que as reais.

T_x = Antena transmissora;

R_x = Antena receptora;

A e B = Caminho percorrido pelo sinal, com reflexão na superfície do mar;

C = C₁+C₂ = Distância do caminho direto percorrido pelo sinal;

HT = Altura da antena transmissora;

HR = Altura da antena receptora;

A+B = Distância percorrida pelo sinal refletido;

D = A+B-C = Diferença entre as distâncias dos percursos direto e refletido;

r = Distância entre o ponto de reflexão e a linha de visada (raio da zona de Fresnel);

α = Ângulo entre superfície refletora e onda refletida;

β = Ângulo entre linha de visada e horizontal.

A diferença de fases entre o sinal refletido e o sinal direto no receptor e, conseqüentemente, a forma como estes sinais irão se combinar, vai depender da diferença D entre as distâncias percorridas. Esta diferença D pode ser calculada geometricamente e é dada por (A+B-C). Os movimentos relativos entre as antenas transmissora e receptora podem ser representados por variações em C, HR e HT. Para considerar os movimentos relativos das plataformas transmissora e receptora, determina-se a expressão (8) que relaciona D com estas três variáveis.

$$D = \sqrt{4HT \times HR + C^2} - C \quad *$$

(8)

* Esta expressão pode ser aproximada para $D = 2HT.HR/C$, para $D \ll C$.

OBS.: Os receptores deste estudo equipam plataformas de superfície. Então, HR não será maior que 20m.

A seguir é apresentado um gráfico que mostra a diferença entre percursos em função do caminho direto, para vários valores de HT:

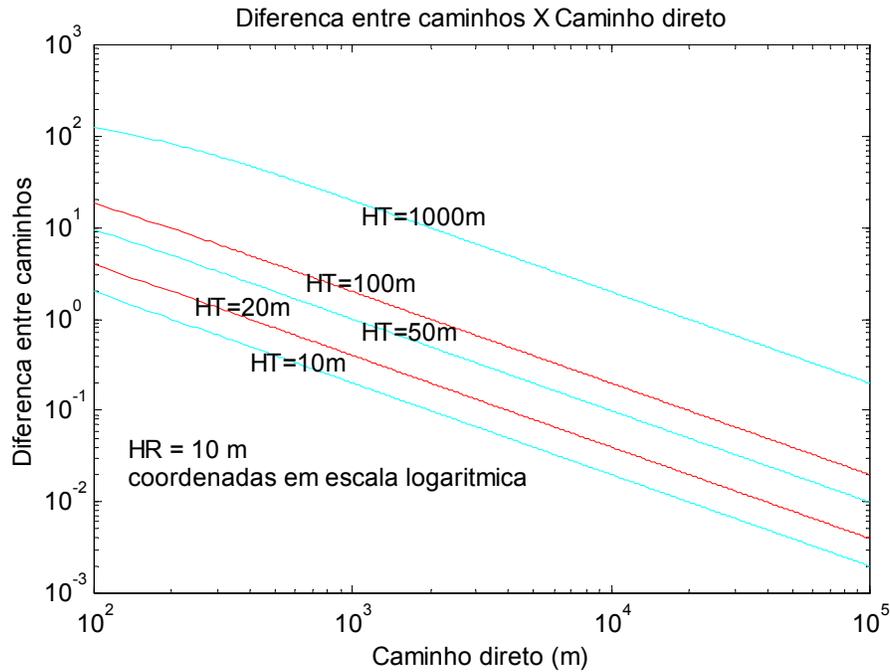


Figura 16: Diferença entre percursos direto e refletido de um sinal proveniente de um emissor estando a antena receptora a 10m da superfície e a transmissora a diversas alturas, em função da distância direta.

Para avaliar a variação da amplitude em função dos movimentos das antenas, é necessário determinar a variação da diferença entre percursos. Para isto, determinam-se as derivadas parciais da diferença entre percursos em função das alturas das antenas e da distância entre elas:

$$\frac{\partial D}{\partial C} = \frac{C}{\sqrt{4HT \times HR + C^2}} - 1 \quad (9)$$

$$\frac{\partial D}{\partial HT} = \frac{2HR}{\sqrt{4HT \times HR + C^2}} \quad (10)$$

$$\frac{\partial D}{\partial HR} = \frac{2HT}{\sqrt{4HT \times HR + C^2}} \quad (11)$$

E agora a diferencial de $D = f(C, HR, HT)$:

$$dD = \frac{\partial D}{\partial C} \Delta C + \frac{\partial D}{\partial HT} \Delta HT + \frac{\partial D}{\partial HR} \Delta HR \quad (12)$$

Esta diferencial dá a variação da diferença entre percursos em função dos movimentos das plataformas transmissora e receptora. Caso o sinal refletido chegasse ao receptor com a mesma amplitude do sinal direto, seria necessário que a diferença entre percursos D variasse menos que um quarto de comprimento de onda para que a combinação dos sinais no receptor não sofresse mudança significativa de amplitude, já que os valores máximo e mínimo ocorrem a cada meio comprimento de onda. Porém, na verdade, o sinal refletido sempre chega ao receptor com amplitude menor que a do sinal direto.

Apenas no caso da intensidade do sinal recebido ser muito alta devido à grande potência ou proximidade do emissor, as ondas direta e refletida podem se comportar como se tivessem a mesma amplitude, devido à saturação do receptor.

3.2.4.1. Atenuações sofridas pela onda refletida

O sinal refletido é atenuado em relação ao direto basicamente por três motivos:

- 1) diferenças de ganhos das antenas em função da direção;
- 2) perdas na superfície refletora e
- 3) maior distância percorrida pela onda refletida.

Estes três motivos são detalhados a seguir.

3.2.4.1.1 Diferenças de ganhos das antenas em função da direção

Esta atenuação é mais importante para as antenas emissoras, que costumam ser bastante diretivas. As antenas receptoras também podem apresentar alguma diferença de ganho em função da direção, mesmo no caso de receptores omnidirecionais, mas esta diferença normalmente pode ser desprezada, conforme será visto adiante.

Foram definidos os seguintes ângulos para o modelo da Figura 15:

α \Rightarrow ângulo entre a superfície refletora e o caminho do sinal refletido, tanto o que vem do transmissor, quanto o que vai para o receptor.

β \Rightarrow ângulo entre a linha de visada e horizontal.

$\alpha-\beta$ \Rightarrow ângulo entre linha de visada e caminho do sinal refletido que sai do transmissor.

$\alpha+\beta$ \Rightarrow ângulo entre linha de visada e caminho do sinal refletido que chega ao receptor.

$$\begin{aligned} \text{onde, } \beta &= \arcsin \frac{HT-HR}{C} \\ \alpha &= \arctg \frac{HT+HR}{C \cos \beta} \\ \cos \beta &= \cos \left(\arcsen \left(\frac{HT-HR}{C} \right) \right) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\text{logo: } \alpha = \arctg \left(\frac{HT+HR}{\sqrt{C^2 - (HT-HR)^2}} \right)$$

No ponto de vista da antena transmissora, a direção do sinal refletido fará com a linha de visada um ângulo de $(\alpha-\beta)^\circ$. Já no ponto de vista da antena receptora, a direção do sinal refletido fará com a linha de visada um ângulo de $(\alpha+\beta)^\circ$. Estes ângulos devem ser analisados face aos diagramas de irradiação das antenas para se determinar os ganhos na direção da reflexão.

Nos diagramas de irradiação típicos mostrados nas figuras abaixo, pode-se observar as diferenças de ganhos das antenas nas diferentes direções:

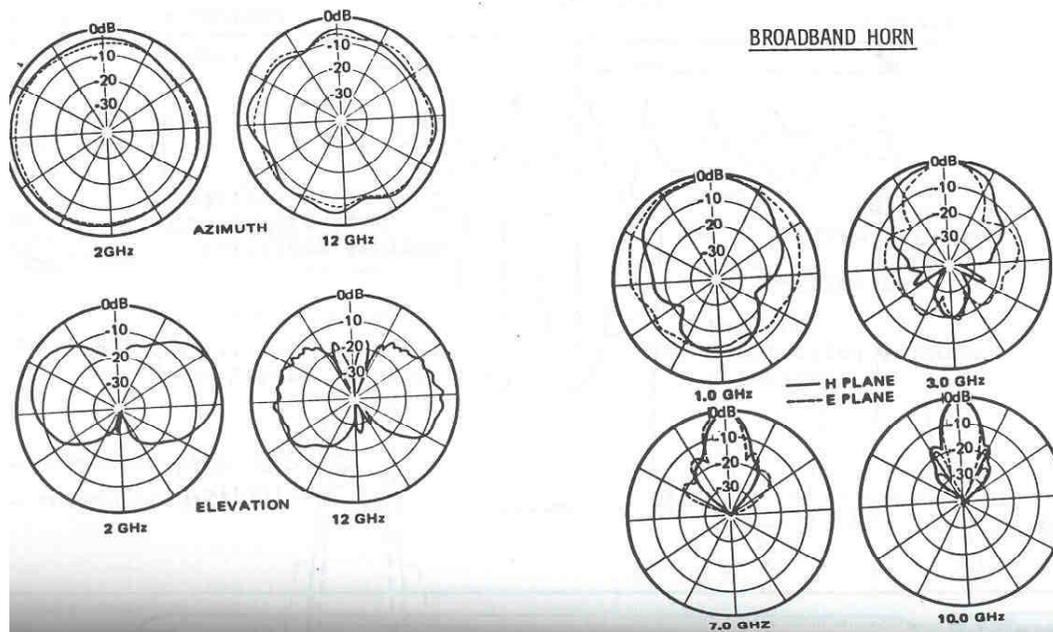


Figura 17: Diagramas de irradiação de antenas omnidirecionais a esquerda e direcionais a direita.[37].

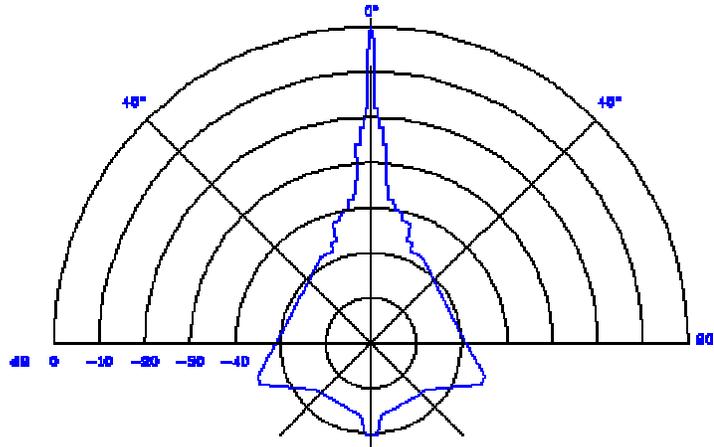


Figura 18: Diagrama de irradiação típico de antena direcional.

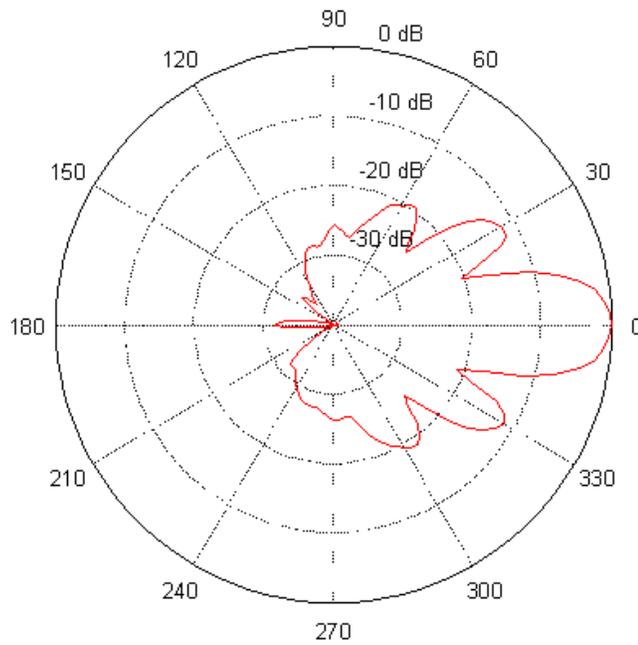


Figura 19: Diagrama de irradiação típico de antena direcional.

3.2.4.1.2 Atenuação da onda refletida pela superfície refletora

Esta atenuação é estimada através do coeficiente de reflexão que, sendo a superfície refletora o mar, é dado pelo produto de três fatores [35, 36, 38]:

- 1) Coeficiente de reflexão numa superfície plana e lisa;
- 2) Fator de divergência;
- 3) Rugosidade da superfície refletora.

Estes três fatores são apresentados a seguir.

3.2.4.1.2.1 Fator de reflexão em superfície plana e lisa

As equações de Fresnel* [39] dão o coeficiente de reflexão de uma superfície plana e lisa, calculado, de acordo com o tipo de polarização da onda.

$$\Gamma_H = \frac{\text{sen}\alpha - \sqrt{\varepsilon - \cos^2\alpha}}{\text{sen}\alpha + \sqrt{\varepsilon - \cos^2\alpha}} = \rho_H e^{-j\phi_H} \quad (\text{coeficiente para polarização horizontal})$$

$$\Gamma_V = \frac{\varepsilon \text{sen}\alpha - \sqrt{\varepsilon - \cos^2\alpha}}{\varepsilon \text{sen}\alpha + \sqrt{\varepsilon - \cos^2\alpha}} = \rho_V e^{-j\phi_V} \quad (\text{coeficiente para polarização vertical})$$

onde,

$$\varepsilon = \frac{\text{permissividade}}{\varepsilon_0} - \frac{j\sigma}{\omega\varepsilon_0} = \varepsilon' - j\varepsilon''; \quad (14)$$

α = ângulo entre onda refletida e superfície refletora;

σ = condutividade;

$\omega = 2\pi f$ e

ε_0 = constante dielétrica do espaço livre.

Os gráficos abaixo apresentam módulo e fase do coeficiente de reflexão em uma superfície plana e lisa, com polarizações vertical e horizontal, em função dos ângulos de incidência, para diversos comprimentos de onda.

*As equações de Fresnel determinam a amplitude e fase da reflexão de uma onda eletromagnética em uma superfície plana e lisa em função da frequência, da polarização, do ângulo de incidência e das propriedades elétricas da superfície refletora.

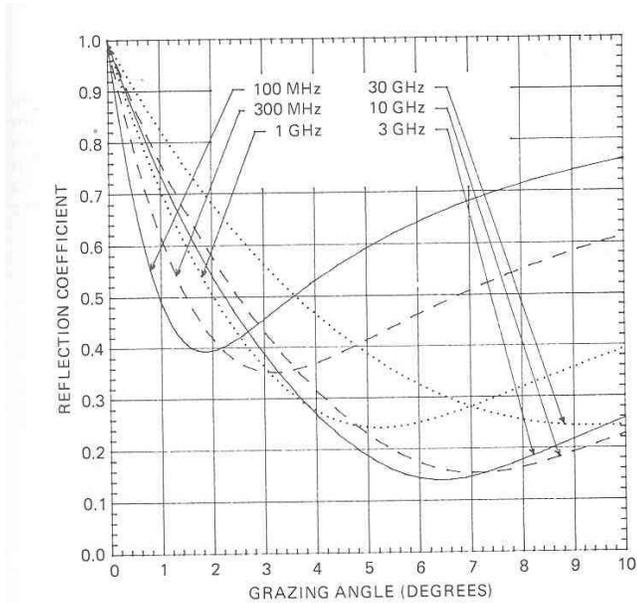


FIG. 2.12 Magnitude of the reflection coefficient for a smooth sea and vertical polarization at a number of frequencies.

Figura 20: Amplitude do coeficiente de reflexão em função do ângulo de incidência, com polarização vertical, no mar sem ondas para diversas frequências.[38]

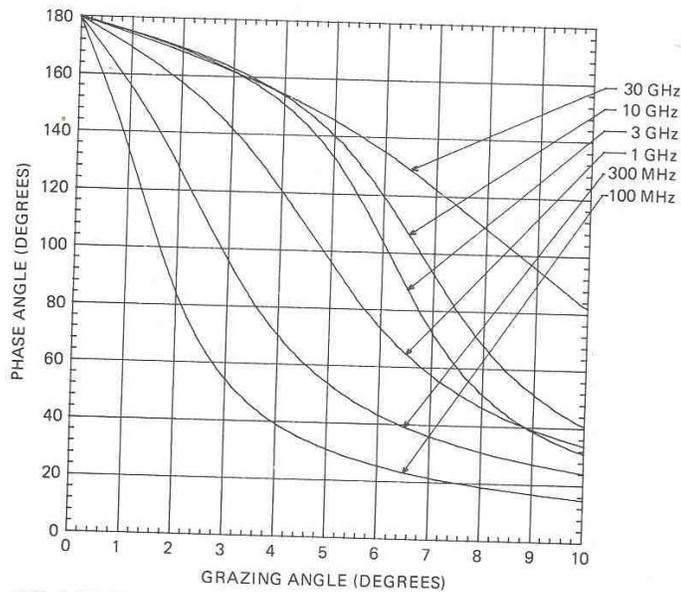
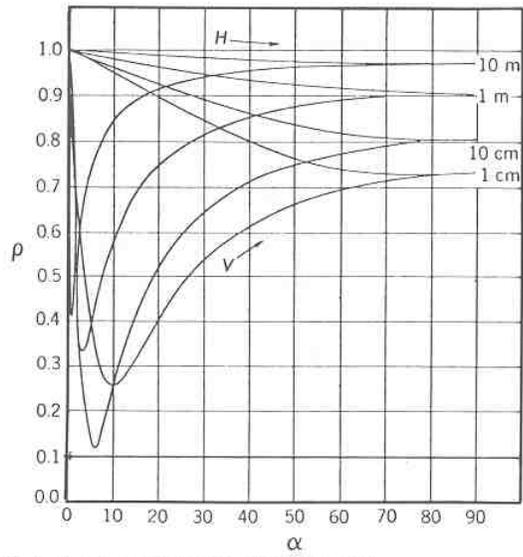


FIG. 2.13 Phase angle of the reflection coefficient for a smooth sea and vertical polarization at a number of frequencies.

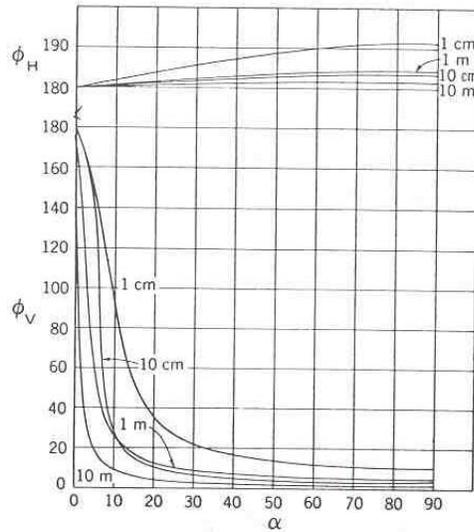
Figura 21: Fase do coeficiente de reflexão em função do ângulo de incidência, com polarização vertical, no mar sem ondas, para diversas frequências.[38]



Source: Povejsil, Raven, and Waterman (1961, p. 184).

Figure 4-4. Magnitude of Reflection Coefficient for Sea Water (Temperature = 10°C) as a Function of Incidence Angle.

Figura 22: Comparação das amplitudes do coeficiente de reflexão nas polarizações vertical e horizontal.[38]



Source: Povejsil, Raven, and Waterman (1961, p. 184).

Figure 4-5. Phase of Reflection Coefficient for Sea Water (Temperature = 10°C) as a Function of Incidence Angle.

Figura 23: Comparação das fases do coeficiente de reflexão para polarizações vertical e horizontal.[38]

3.2.4.1.2.2 Fator de divergência

O fator de divergência descreve o espalhamento da reflexão, causado pela curvatura da Terra. Este fator apresenta valores que se aproximam de zero para ângulos de reflexão pequenos e de um para altura das antenas pequenas ou para valores altos do coeficiente K de cálculo do raio efetivo da Terra.

$$\text{Fator de divergência} = d \approx 1 / \sqrt{1 + \frac{2C_1C_2}{KRC \sin \alpha}} \quad (15)$$

K=coeficiente para cálculo do raio efetivo da Terra = 4/3 (valor mais comum)

R=Raio real da Terra $\approx 6,37 \times 10^6$ m

$C_1 = A \cdot \cos(\alpha - \beta)$

$C_2 = B \cdot \cos(\alpha + \beta)$

$A = HT / \sin \alpha$

$B = HR / \sin \alpha$

A figura a seguir mostra como se comporta o fator de divergência para um receptor a dez metros da superfície do mar, em função da altura do emissor.

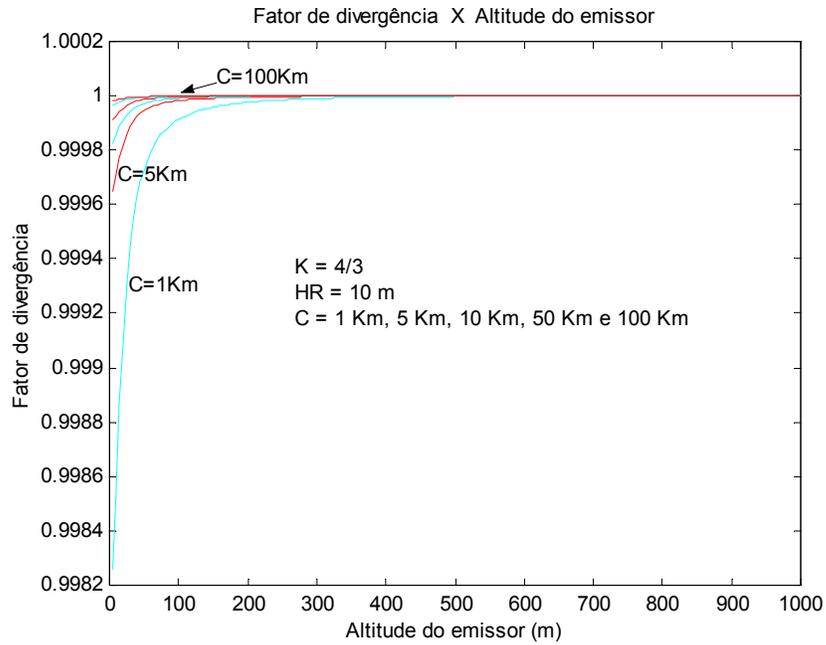


Figura 24: Fator de divergência em função da altura do emissor, estando o receptor a 10m da superfície, para diversas distâncias (c) entre as antenas. (MATLAB).

3.2.4.1.2.3 Fator de rugosidade da superfície

O fator \mathfrak{R} [38] representa a perda causada pela rugosidade da superfície refletora e

$$\text{é dado por: } \mathfrak{R} = e^{-2 \left(\frac{2\pi \cdot \Delta h \cdot \text{sen} \alpha}{\lambda} \right)^2} \quad (16)$$

$\Delta h = \text{altura das ondas rms}$

O gráfico abaixo mostra o fator \mathfrak{R} em função do ângulo de incidência α , para várias alturas médias Δh das ondas do mar:

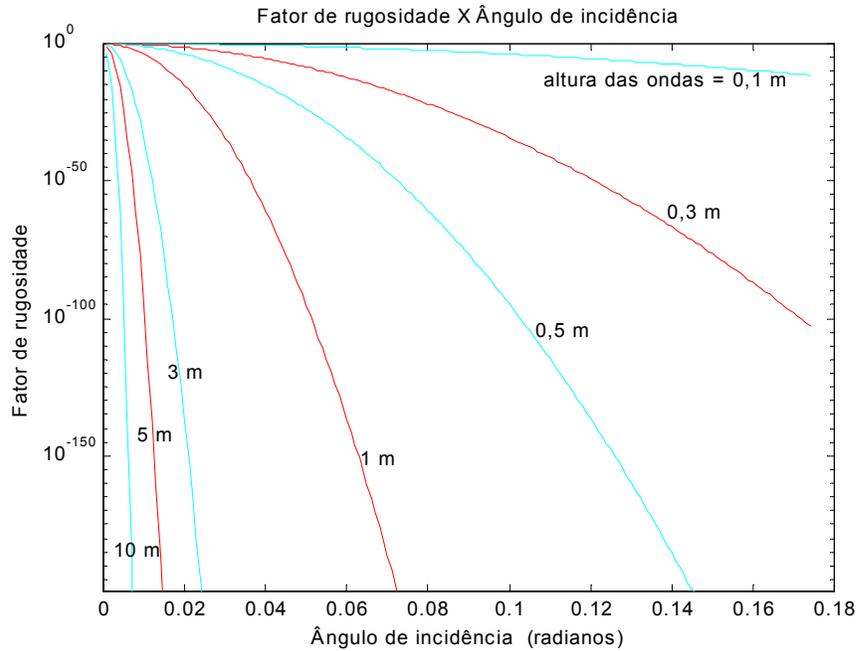


Figura 25: Fator de rugosidade em função do ângulo de incidência, para diversos estados de mar.

3.2.4.1.3 Atenuação da onda refletida pela maior distância percorrida

A redução da potência da onda refletida em relação à direta, pela maior distância percorrida é determinada utilizando-se a expressão para a potência do sinal em uma antena receptora, levando- em conta a diferença D entre os percursos.

De acordo com a Figura 15, a diferença entre as potências dos sinais direto e refletido em função das distâncias percorridas é:

$$\Delta P = P_D - P_R = P_D - \frac{P_D C^2}{(C+D)^2}$$

$$\frac{\Delta P}{P_D} = 1 - \frac{C^2}{(C+D)^2} \quad (17)$$

P_D = potência do sinal direto
 P_R = potência do sinal refletido

Como $C \gg D$, esta diferença entre potências é muito pequena comparada à potência do sinal direto. Este fato é ilustrado no gráfico abaixo:

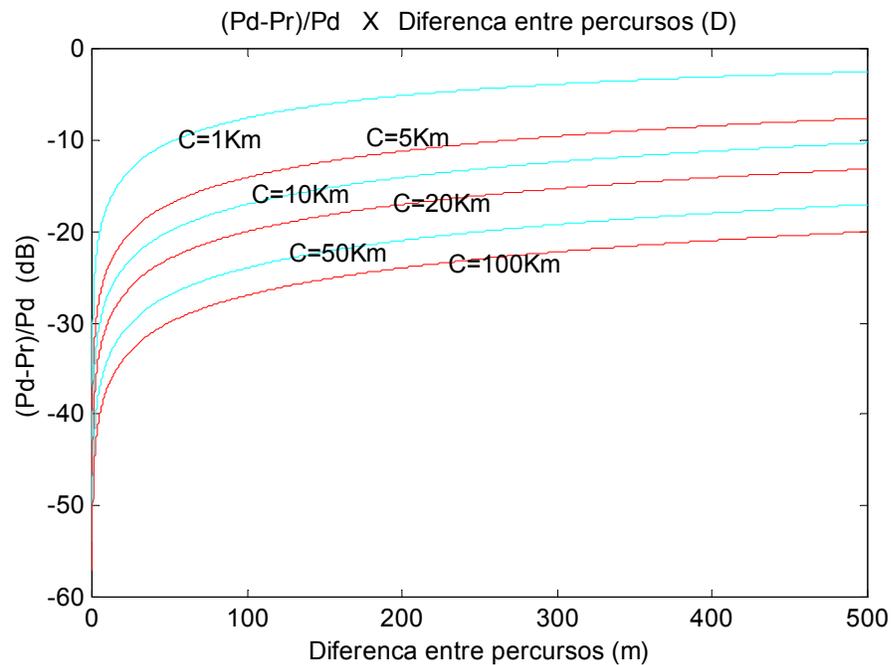


Figura 26: Relação da diferença de potência dos percursos com a potência do sinal direto.

3.2.4.2. Exemplos

Aqui são apresentados dois exemplos que ilustram como a combinação das ondas refletida e direta no receptor pode ser influenciada pelos movimentos relativos das plataformas receptora e transmissora:

Exemplo 1- Uma aeronave está a 1000m de altitude, emitindo a 10GHz contra um navio, cuja antena receptora fica a 10m da superfície do mar. A distância entre a aeronave e o navio é de 10000m e a velocidade da aeronave é de 2 mach (680 m/s).

$$C=10000\text{m}, HT=1000\text{m}, HR=10\text{m}, v=680\text{m/s}, f=10\text{GHz}$$

Pelas equações (9), (10) e (11): $\frac{\partial D}{\partial C} = -0,0002$, $\frac{\partial D}{\partial HT} = 0,002$ e $\frac{\partial D}{\partial HR} = 0,2$ #

Em 10GHz o comprimento de onda é $\lambda = 0,03\text{m}$.

Calcula-se então as variações de distância direta e alturas das antenas (ΔC , ΔHT e ΔHR) para um intervalo de tempo de 20ms:

Com o emissor a 680m/s, a velocidade na direção da linha de visada C é $680 \cdot \cos((HT-HR)/D)$. Logo, $v = 676,66 \text{ m/s}$.

Então, $\Delta C = -676,66 \text{ m/s} \times 20\text{ms} = -13,53 \text{ m}$. O sinal negativo é porque está sendo considerada apenas a opção em que a aeronave se aproxima do navio.

A altura da antena receptora muda com o “jogo do navio”, que é proporcional à velocidade, altura e largura das ondas do mar.

Supondo uma onda de 5m de altura, 20m de largura e velocidade de 2m/s, o navio passa de uma crista para um vale ou de um vale para uma crista em 20s, logo, a velocidade na direção vertical é de 0,25m/s. Então, em 20ms, $\Delta HR = \pm 0,005\text{m}$, sendo (-) para descida e (+) para subida do navio.

Considerando-se a curvatura da Terra, obtém-se $HT \sim 994\text{m}$ e $HR \sim 9,9994\text{m}$, o que dá $\frac{\partial D}{\partial C} = -0,000199$

$\frac{\partial D}{\partial HT} = 0,00199$ $\frac{\partial D}{\partial HR} = 0,199$. Então se pode desprezar este efeito para este exemplo.

OBS.: Os cálculos deste capítulo são válidos para a região de interferência, onde se podem usar conceitos óticos. Eles não são válidos para a região intermediária e para a região de difração. Estas regiões são descritas em [35] M. Skolnik, *Radar handbook*, 2 ed: McGraw-Hill, 1990.

Uma aeronave de caça supersônica pode desenvolver velocidades de mergulho da ordem de 2,5 mach e de subida vertical de até 300m/s. Estas seriam situações extremas para aeronaves. Se a aeronave fizer um mergulho ou subida de 45 graus, as velocidades de subida e descida serão de 212m/s e 600m/s, respectivamente, o que dá $\Delta HT = -12m$ (descendo) ou $\Delta HT = 4,24m$ (subindo), para um intervalo de tempo de 20ms.

Substituindo-se os Δ 's e as derivadas parciais na expressão(12) da diferencial:

$$dD = 1,2186 \text{ cm} \quad (\text{para avião e navio subindo})$$

$$dD = 1,0186 \text{ cm} \quad (\text{para avião subindo e navio descendo})$$

$$dD = 2,0294 \text{ cm} \quad (\text{para avião descendo e navio subindo})$$

$$dD = 2,2294 \text{ cm} \quad (\text{para avião e navio descendo})$$

Neste exemplo, considerando-se as condições extremas de velocidade, a variação da diferença de percursos dD é maior que $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda ou 0,75 cm . Caso as amplitudes dos sinais direto e refletido cheguem com o mesmo valor no receptor, a amplitude sofrerá muita variação no receptor com os movimentos relativos entre as antenas, mesmo no intervalo de 20ms que foi considerado. Porém, com as perdas sofridas pela onda refletida, a sua variação não vai pesar tanto na resultante da amplitude no receptor.

São então calculadas as perdas sofridas pela onda refletida, que são causadas pela diferença de ganhos das antenas na direção da reflexão, pelo maior caminho percorrido e pelo coeficiente de reflexão, dado pelo produto de três fatores: coeficiente de reflexão em uma superfície plana e lisa, divergência e rugosidade. Para isto deve-se determinar também os ângulos de incidência envolvidos no problema:

$$\alpha - \beta = 0,11^\circ \quad (\text{ângulo entre visada e onda refletida na antena transmissora});$$

$$\alpha + \beta = 11.47^\circ \quad (\text{ângulo entre visada e onda refletida na antena receptora});$$

$$\Delta P \approx 4 \times 10^{-4} P_D;$$

$$\rho_H \approx 0,98 \text{ e } \rho_V \approx 0,183;$$

$$d = 0,999955 \approx 1 \text{ e}$$

$$\mathfrak{R} \approx 0.$$

Principalmente devido ao fator de rugosidade \mathfrak{R} próximo de zero, a perda na reflexão faz com que a onda refletida torne-se desprezível neste exemplo. Pelos ângulos da onda refletida, o ganho da antena transmissora quase não sofre alteração, mas o ganho da receptora pode ser bastante reduzido, de acordo com o seu diagrama de irradiação. A pequena diferença entre as distâncias percorridas pelas ondas refletida e direta não dá grande diferença de potência. Já a perda pela reflexão é bastante forte devido ao $\alpha = 5,79^\circ$ e ao $\Delta h = 5\text{m}$.

Neste mesmo exemplo, fazendo-se $\Delta h = 0,2\text{m}$ (mar mais calmo) e $\alpha = 0,11^\circ$ (aeronave próxima à linha do horizonte), encontram-se os seguintes valores:

$$\alpha - \beta = 0,11^\circ \text{ (ângulo entre visada e onda refletida na antena transmissora);}$$

$$\alpha + \beta = 0,11^\circ \text{ (ângulo entre visada e onda refletida na antena receptora);}$$

$$\Delta P \approx 4 \times 10^{-6} P_D;$$

$$\rho_H \approx 1 \text{ e } \rho_V \approx 0,97;$$

$$d = 0,018 \text{ e}$$

$$\mathfrak{R} \approx 0,98.$$

O que dá perdas de reflexão de 0,0176 para polarização horizontal e de 0,0171 para polarização vertical. Ou seja, a onda refletida corresponde a 1,76% ou 1,71% da onda direta, dependendo da polarização. Então mesmo para o caso da aeronave voando baixo,

com mar calmo, a amplitude no receptor não sofre variações rápidas devido à variação da onda refletida.

A única situação para a qual a amplitude sofreria grande variação, seria uma potência tão alta a ponto de saturar o receptor. Neste caso a amplitude do sinal refletido seria vista pelo receptor como se fosse igual à do sinal direto e, conseqüentemente, as suas variações influenciariam fortemente o sinal recebido. Mas transmissores de tão alta potência não são normais em aeronaves e sim em navios, que por sua vez têm pequenas velocidades. Além disso, aeronaves supersônicas normalmente não são utilizadas para emitir contra navios. Isto é feito por aeronaves mais lentas ou por outros navios. O que uma aeronave de caça pode fazer contra um navio é lançar um míssil de vôo baixo (sea skimming), a grande distância e se retirar em seguida. Mas estes tipos de mísseis não fazem manobras de alteração de altitude e têm velocidade subsônica. O caso do míssil sea skimming pode ser analisado como se fosse uma aeronave voando baixo.

Exemplo 2: Dois navios, um receptor e outro transmissor com $H_T=H_R=10\text{m}$, $C=10000\text{m}$, $f=10\text{GHz}$ e $v=50\text{Km/h}$ para ambos. (análise para o intervalo de 20ms).

Com os navios se aproximando, $v=100\text{Km/h}$. Logo, $\Delta C = -0,56$.

$\Delta H_T = \Delta H_R = \pm 0,005\text{m}$, conforme o ΔH_R calculado no exemplo anterior.

A variação da diferença de percursos fica:

$dD = -0,000002 \cdot (-0,56\text{m}) + 0,002\text{m} \cdot (\pm 0,005 \pm 0,005)$, o que dá:

$dD = 0,002112 \text{ cm}$ (para os dois navios subindo)

$dD = 0,000112 \text{ cm}$ (para um navio subindo e o outro descendo)

$dD = -0,0018 \text{ cm}$ (para os dois navios descendo)

No caso dos dois navios, a variação da diferença de percursos dD é sempre bem menor que 0,75 cm. Logo, não ocorre variação considerável de amplitude com o movimento relativo entre as antenas transmissora e receptora, caso se observe um intervalo de 20ms, mesmo sem considerar as perdas sofridas pelo sinal refletido.

Conclusão: Apesar de em determinadas situações ocorrerem significativas variações da diferença entre os percursos, com conseqüentes variações de fase da onda refletida em relação à direta, as perdas sofridas pela onda refletida na superfície do mar fazem com que a resultante da combinação no receptor com a onda direta seja praticamente a própria onda direta. Então é válido afirmar que em um intervalo curto de tempo as variações de amplitude no receptor provocadas pelo efeito multipath são pequenas para quaisquer movimentos efetuados pelas plataformas transmissora e receptora.

3.2.5. Combinação das ondas direta e refletida no receptor

Esta seção apresenta gráficos da combinação das ondas direta e refletida no receptor em função do deslocamento do emissor, considerando as perdas sofridas pela onda refletida.

Para determinar o valor da amplitude do sinal que chega ao receptor, combina-se a onda direta com a refletida, que nada mais é do que uma cópia da onda direta, com

defasagens e atenuações sofridas no percurso da reflexão. Para cálculo da defasagem e atenuação total, somam-se as diversas defasagens e multiplicam-se as diversas atenuações. Estas defasagens e atenuações, descritas na seção anterior, são: a defasagem e a atenuação dadas pelas equações de Fresnel para reflexão em uma superfície plana e lisa; a defasagem e atenuação dadas pela diferença de distâncias entre os percursos; a defasagem e a atenuação dadas pelas diferenças de ganhos e fases dos diagramas de irradiação para diferentes direções, as perdas por espalhamento ou divergência, devido à curvatura da Terra e a atenuação pela rugosidade do mar.

$$\text{A atenuação total sofrida pela onda refletida será dada por: } \mathfrak{R}.d.\rho.\Delta G \quad (18)$$

onde: \mathfrak{R} = perda pela rugosidade do mar;
 d = perda pela divergência;
 ρ = perda na reflexão;
 ΔG = diferença de ganho dos diagramas de irradiação.

$$\text{A defasagem total sofrida pela onda refletida será dada por: } \phi + \frac{\Delta d.2\pi}{\lambda} + \Delta\theta \quad (19)$$

onde: ϕ = defasagem na reflexão;
 $\frac{\Delta d.2\pi}{\lambda}$ = defasagem dada pela diferença de distâncias;
 $\Delta\theta$ = defasagem dada pelos diagramas de irradiação.

3.2.5.1 Gráficos da combinação das ondas direta e refletida no receptor

Foram feitos gráficos da amplitude em função do ângulo de incidência e da distância com os seguintes dados:

- Altura do receptor: 10m;

- Frequência da emissão: 10GHz;
- Altura média das ondas: 0,3m;
- Constante dielétrica da água do mar: 65-30j;
- Raio da Terra: 6,37e6m;
- Fator k de aproximação para Terra plana: 4/3 ;
- As perdas e defasagens dadas pelos diagramas de irradiação foram desprezadas.

Na figura abaixo, a variação do ângulo de incidência α é obtida pela variação da altitude do emissor, desde 10 m até 9999 m com o receptor fixo em 10m de altura e a distância entre os dois de 10.000 m.

Observa-se que mudanças de amplitude da combinação das ondas direta e refletida no receptor ocorrem para emissores a baixas altitudes, com pequenos ângulos de incidência, onde a atenuação da onda refletida é pequena.

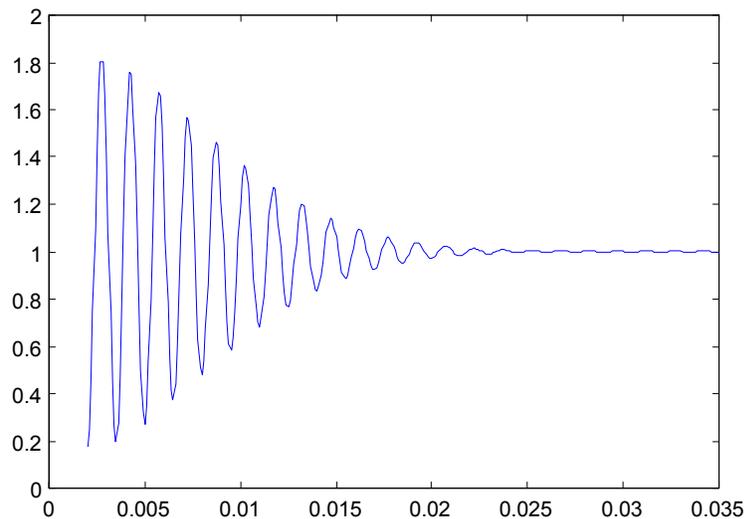


Figura 27: Amplitude da combinação das ondas refletida e direta no receptor em dB, em função do ângulo de incidência em radianos da onda refletida na superfície do mar.

A seguir são apresentados gráficos da combinação das ondas direta e refletida no receptor em função da distância, para as alturas das antenas iguais e constantes em 10m.

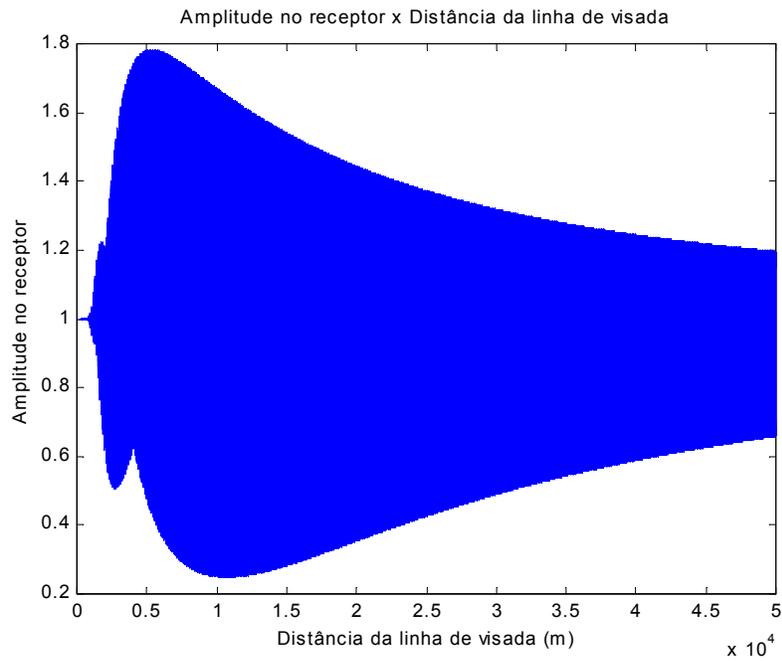


Figura 28: Amplitude da combinação das ondas refletida e direta no receptor em dB em função da distância em metros, com alturas do emissor e receptor fixas.

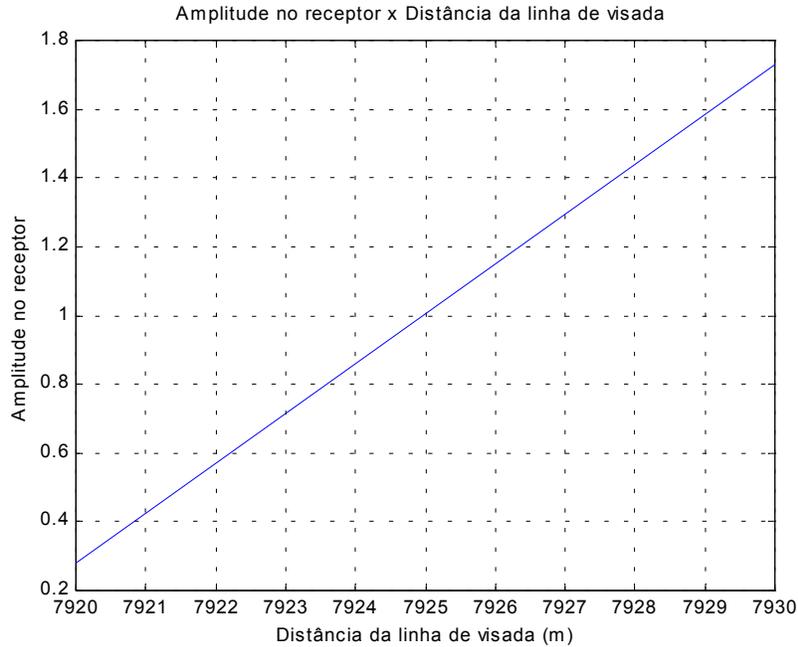


Figura 29: Amplitude da combinação das ondas refletida e direta no receptor em dB em função da distância em metros, com alturas do emissor e receptor fixas (detalhe da figura anterior).

Na Figura 28 nota-se uma grande variação de amplitude no receptor quando o emissor se desloca a baixa altitude, mas no gráfico em detalhe da Figura 29 verifica-se que esta variação de amplitude não passa de 3 dB para cada 20 m de deslocamento. Seria necessária uma velocidade de 1000 m/s ($\sim 2,9$ mach) para 3 dB de variação no intervalo de 20 ms. Logo, mesmo neste caso, pode-se afirmar que para um intervalo de tempo pequeno a amplitude sofre pouca variação.

3.2.6. Problema da defasagem de tempo dada pela diferença entre percursos

Os sinais de radares são normalmente pulsados. Um pulso oriundo de um determinado emissor, que sofra reflexão na superfície do mar, chega ao receptor com um atraso de tempo em relação ao mesmo pulso pelo caminho direto.

Caso este atraso seja muito grande, não haverá combinação dos sinais refletido e direto no receptor, mas sim dois pulsos consecutivos, invalidando a análise do capítulo anterior, onde se considera a combinação dos sinais com suas defasagens e diferenças de amplitude. Para que esta análise do capítulo anterior seja válida, deve-se levar em consideração as larguras de pulso envolvidas no problema, a diferença entre os percursos e a precisão do equipamento receptor.

As antenas receptoras de sinais radar típicas apresentam precisão de medida de largura de pulso da ordem de 100 ns e as larguras de pulso típicas também não são inferiores a 100 ns[36]. A defasagem de tempo entre um sinal refletido e um direto é dada pela relação $\Delta t = D.c^{-1}$, onde “D” é a diferença entre os percursos e “c” é a velocidade da luz. Isto dá uma diferença máxima entre percursos de 30 m, para um Δt de 100 ns.

Pelo gráfico abaixo, observa-se que diferenças entre percursos acima de 30 m só ocorrem para emissores muito altos, que estejam praticamente sobre o receptor.

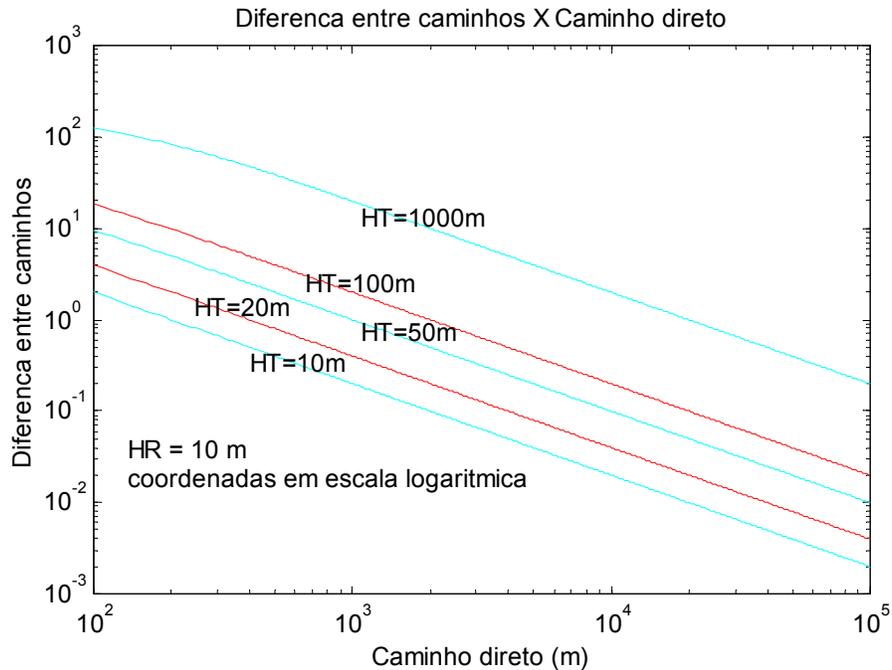


Figura 30: Diferença entre percursos em função da distância do caminho direto do sinal, para diversas alturas do emissor, estando o receptor a 10 m da superfície refletora. Não são considerados nesta figura os pontos para os quais o caminho direto é menor que 1000 m na curva de altura do emissor de 1000 m, já que a distância direta não pode ser maior que a altura.

Conclusão: Com as diferenças de percursos entre as ondas direta e refletida que normalmente acontecem nos cenários, as larguras de pulsos e os intervalos de repetição de pulsos praticados pelos radares, os tempos de defasagem entre o pulso refletido e o direto não são muito grandes, ocorrendo sempre uma combinação de ambos no receptor.

3.2.7. Zonas de Fresnel

Um sinal que chega a um receptor por um caminho que tenha obstáculos próximos sofre atenuação, mesmo que a linha de visada esteja desobstruída. Isto se deve à obstrução das zonas de Fresnel [40-44].

Uma das maneiras de explicar a variação da potência recebida por uma antena, quando ocorre mudança da posição relativa entre as plataformas transmissora e receptora, que ocorre além da perda de propagação pela atenuação do espaço livre, é através da variação do nível de obstrução das zonas de Fresnel.

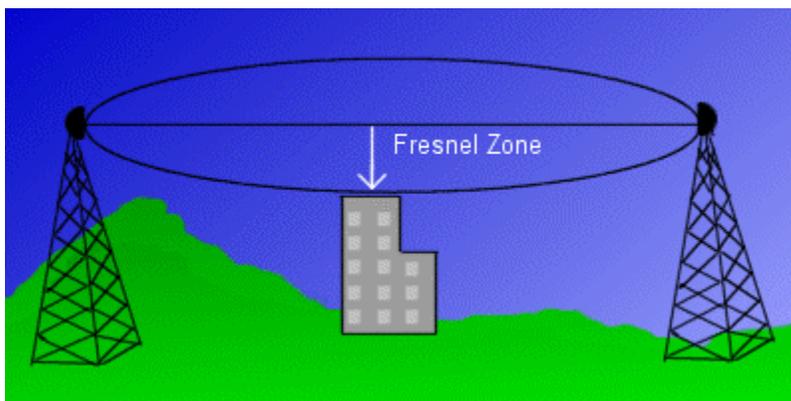


Figura 31: Ilustração de uma das zonas de Fresnel de um link de comunicação. As zonas de Fresnel são delimitadas por elipsóides concêntricos.

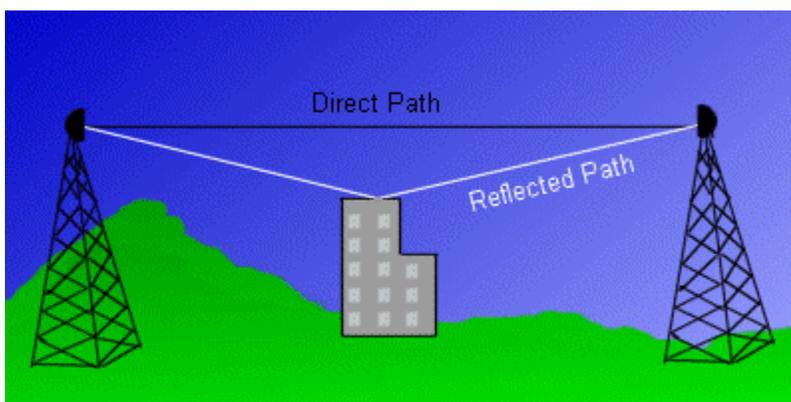


Figura 32: Ilustração dos percursos direto e refletido de um sinal de um link de comunicação.

A zona de Fresnel na qual se encontra o ponto de reflexão define se o sinal refletido terá uma contribuição aditiva ou subtrativa e a sua intensidade ao se combinar com

o sinal direto no receptor. Com movimentos relativos entre as antenas transmissora e receptora, muda-se o ponto de reflexão em relação às zonas de Fresnel.

O estudo das zonas de Fresnel é normalmente utilizado em elos de comunicação com antenas fixas, para determinar quais alturas deverão ter as antenas para melhor eficiência do elo. No caso das plataformas de mar, pode-se utilizar o estudo feito nos capítulos 3-2-4 e 3-2-5.

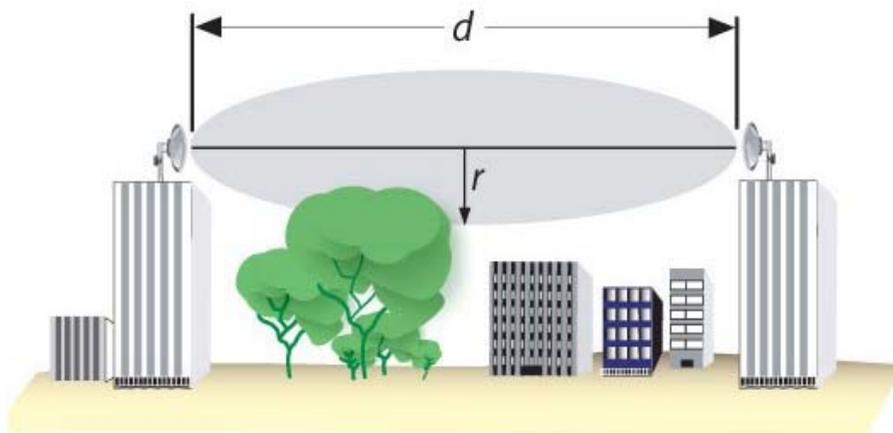
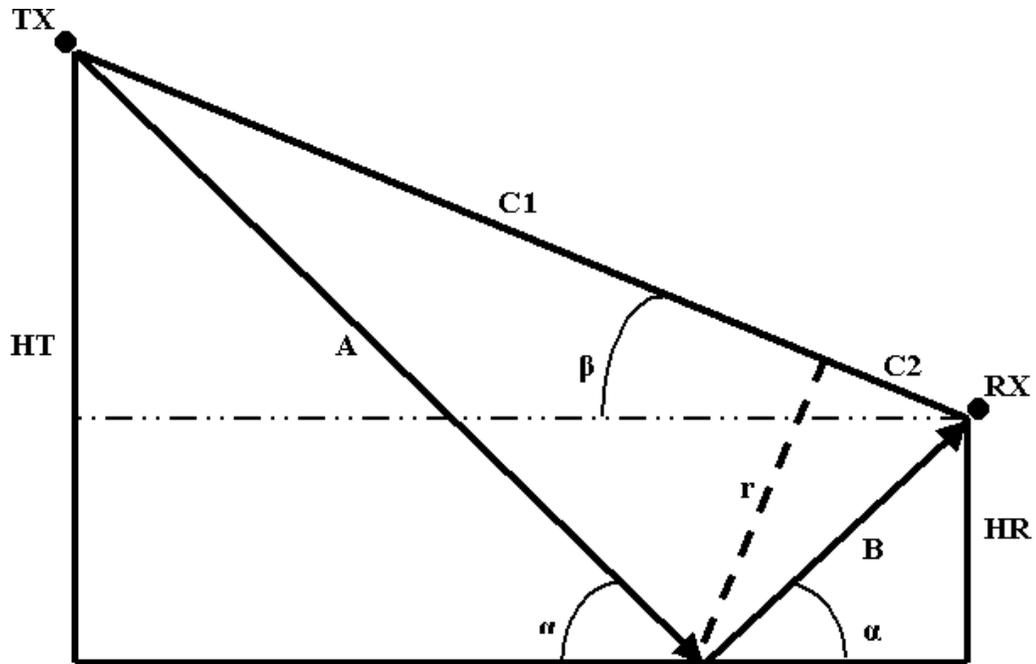


Figura 33: Ilustração de uma zona de Fresnel de raio r sendo parcialmente obstruída. [43].

Com auxílio do modelo da Figura 15, utilizado na seção anterior, pode-se também determinar em qual zona de Fresnel está ocorrendo a reflexão.



Tx = Antena transmissora;

Rx = Antena receptora;

A e B = Caminho percorrido pelo sinal, com reflexão na superfície do mar;

C = C1+C2 = Distância do caminho direto percorrido pelo sinal;

HT = Altura da antena transmissora;

HR = Altura da antena receptora;

A+B = Distância percorrida pelo sinal refletido;

D = A+B-C = Diferença entre as distâncias dos percursos direto e refletido.

r = Distância entre o ponto de reflexão e a linha de visada (raio da zona de Fresnel).

Pelo modelo relaciona-se o número N da zona de Fresnel e o raio r com as demais distâncias e ângulos envolvidos. Com isso, pode-se avaliar as mudanças do ponto de reflexão de uma zona para outra e também o quanto varia a obstrução de uma determinada zona em função dos movimentos das antenas.

$$\begin{aligned}
r^2 &= B^2 - C_2^2 \\
r^2 &= A^2 - C_1^2 \\
A &= \frac{HT}{\text{sen}\alpha} \\
B &= \frac{HR}{\text{sen}\alpha} \\
C_1 &= A\cos(\alpha - \beta) \\
C_2 &= B\cos(\alpha + \beta) \\
\beta &= \arcsen \frac{HT-HR}{C} \\
\alpha &= \text{arctg} \frac{HT+HR}{C\cos\beta}
\end{aligned}$$

$$N = \text{int} \left(\frac{r^2(C_1 + C_2)}{\lambda C_1 C_2} \right) + 1 \quad (20)$$

Esta expressão determina o número “N” da zona de Fresnel que é obstruída pelo mar para cada condição de frequência e posição relativa entre transmissor, receptor e superfície do mar. Nas zonas ímpares o sinal está em fase aditiva e nas pares, subtrativa. Reflexões provenientes de zonas ímpares reforçam o sinal e reflexões provenientes de zonas pares enfraquecem o sinal.

Quanto menor o número da zona de Fresnel, maior a intensidade do sinal refletido. Reflexões ocorridas em zonas de numeração alta têm pouca influência na recepção.

Os gráficos a seguir mostram a variação de “N” em função da altitude do emissor e do comprimento de onda, sendo constantes as demais variáveis.

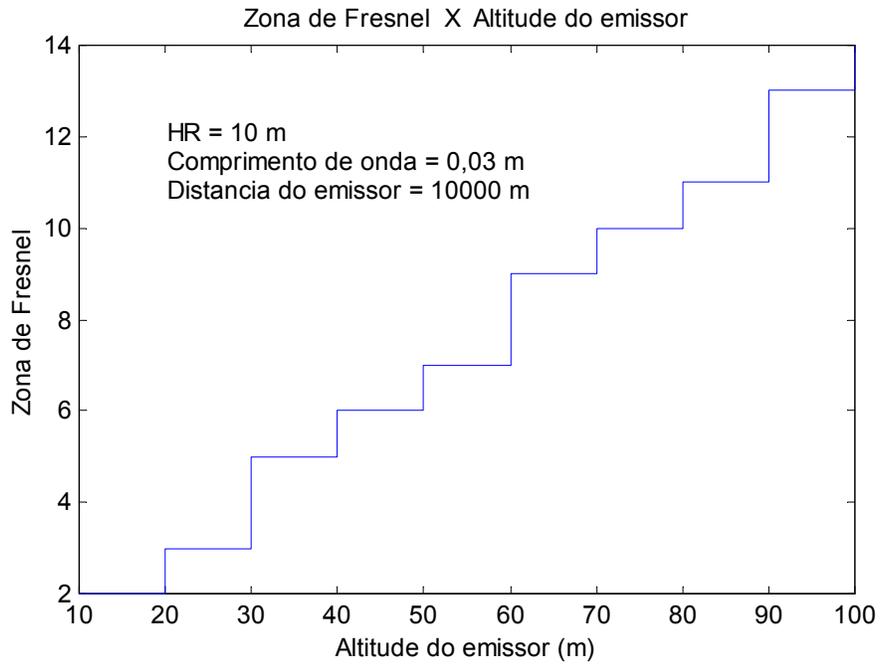


Figura 34: Gráfico do número "N" da zona de Fresnel em função da altura do emissor, para uma altura fixa do receptor. Equação(20).

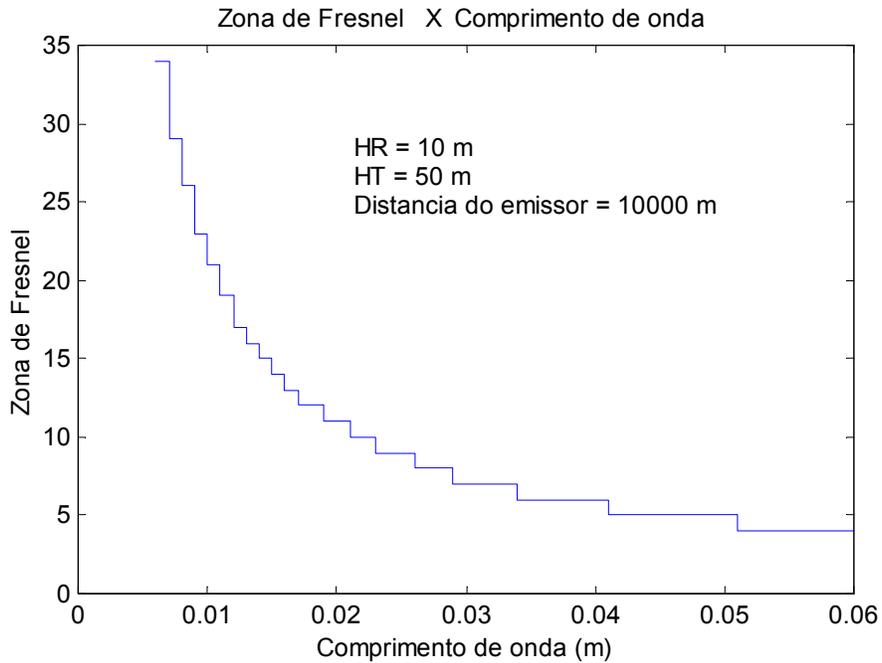


Figura 35: Gráfico do número "N" da zona de Fresnel em função do comprimento de onda do sinal, sendo fixas as alturas do emissor e receptor. Equação(20).

3.2.7.1. Exemplos e conclusões

Nesta seção aplicar-se-á a abordagem de Zonas de Fresnel (equação (20)) aos dois exemplos da seção 3.2.4. “Influência de reflexões ou efeito multipath”:

Exemplo 1: Uma aeronave está a 1000m de altitude, emitindo a 10GHz contra um navio cuja antena receptora fica a 10m da superfície do mar. A distância entre o avião e o navio é de 10000m e a velocidade do avião é de 2 mach (680 m/s).

$$\alpha = 5,79^\circ$$

$$\beta = 5,68^\circ$$

$$A = \frac{1000}{\sin 5,79^\circ} = 9912,507$$

$$B = \frac{10}{\sin 5,79^\circ} = 99,12507$$

$$C_1 = 9912,507 \cos(0,11) = 9912,489$$

$$C_2 = 99,12507 \cos(11,47) = 97,14544$$

$$r^2 = 9912,507^2 - 9912,489^2 = 362,1698$$

$$N = \text{int}\left(\frac{362,1698(9912,489 + 97,14544)}{0,03 \times 9912,489 \times 97,14544}\right) + 1 = 126$$

Para este exemplo, a reflexão na superfície do mar está ocorrendo na zona de Fresnel de número 126, no instante da observação. Este número indica que a reflexão neste instante é de fase subtrativa por ser par e que a é de pequena influência por ocorrer numa zona muito afastada da linha de visada. Então a mudança de posição rápida proporcionada pelos movimentos da aeronave não causa grandes variações de amplitude no receptor, conforme já havia sido visto pela abordagem feita na seção 3-2-4.

Exemplo 2: Dois navios com $HT=HR=10\text{m}$, $C=10000\text{m}$, $f=10\text{ GHz}$ e $v=50\text{Km/h}$.

$$\alpha = 0,1145914^\circ$$

$$\beta = 0^\circ$$

$$A=B=\frac{10}{\sin 0,1145914^\circ} = 5000,01$$

$$C_1 = C_2 = 5000$$

$$r^2 = 5000,01^2 - 5000^2 = 100$$

$$N = \text{int}\left(\frac{100 \times 10000}{0,03 \times 5000 \times 5000}\right) + 1 = 2$$

Neste segundo exemplo, a reflexão na superfície do mar está ocorrendo na zona de Fresnel de número 2, no instante da observação. Este número indica que a reflexão neste instante é de fase subtrativa por ser par e que é de grande influência por ocorrer numa zona muito próxima da linha de visada. Neste caso, movimentos rápidos do emissor podem causar grandes variações de amplitude ao se mudar rapidamente o ponto de reflexão de uma zona para outra. Isto não ocorre aqui porque o emissor de superfície não faz movimentos rápidos.

Conclusão: Pelos exemplos acima se verifica que a situação que proporcionaria maior variação da combinação das amplitudes no receptor seria o de uma aeronave voando baixo. Este caso foi analisado na seção 3-2-5 - “Combinação das ondas direta e refletida no receptor”.

A abordagem por Zonas de Fresnel pode ser utilizada para se ter uma rápida noção do quanto irá variar o sinal na recepção com os movimentos das plataformas receptora e transmissora, de acordo com a posição relativa da obstrução (superfície do mar, por exemplo) em uma Zona de numeração alta ou baixa.

3.2.8. Superposição de pulsos provenientes de emissores diferentes

Quando pulsos de vários emissores estão presentes, existe a probabilidade de que alguns deles sejam superpostos ou de que cheguem em intervalos de tempo tão pequenos que não possam ser processados pelo receptor.

A probabilidade de que isto ocorra [5, 12, 45] é função da taxa de pulsos e do tempo de recuperação, sendo este o tempo necessário para que o sistema esteja pronto para receber e processar um novo pulso.

O tempo de recuperação é dado pela largura do pulso que está sendo recebido mais um tempo fixo característico de cada sistema.

A fração de pulsos que um receptor pode processar é dada por:

$$F_p = e^{-\lambda T_s} \quad (21)$$

onde λ é a taxa de pulsos e T_s é o intervalo mínimo de tempo que deve decorrer entre dois pulsos para que possam ser recebidos e processados pelo sistema receptor.

Um exemplo típico, com o uso da equação (21):

$$\lambda = 10^6 \text{ pulsos/s}$$

$$T_s = 100 \eta s$$

$$F_p = e^{-10^6 \times 100 \times 10^{-9}}$$

$$F_p \approx 0,905$$

Ou seja, aproximadamente 9,5% dos pulsos seriam perdidos ou não processados neste exemplo.

A figura a seguir mostra o percentual de pulsos que pode ser processado em função do intervalo de tempo mínimo entre pulsos exigido por um determinado sistema, para diversas taxas de pulsos:

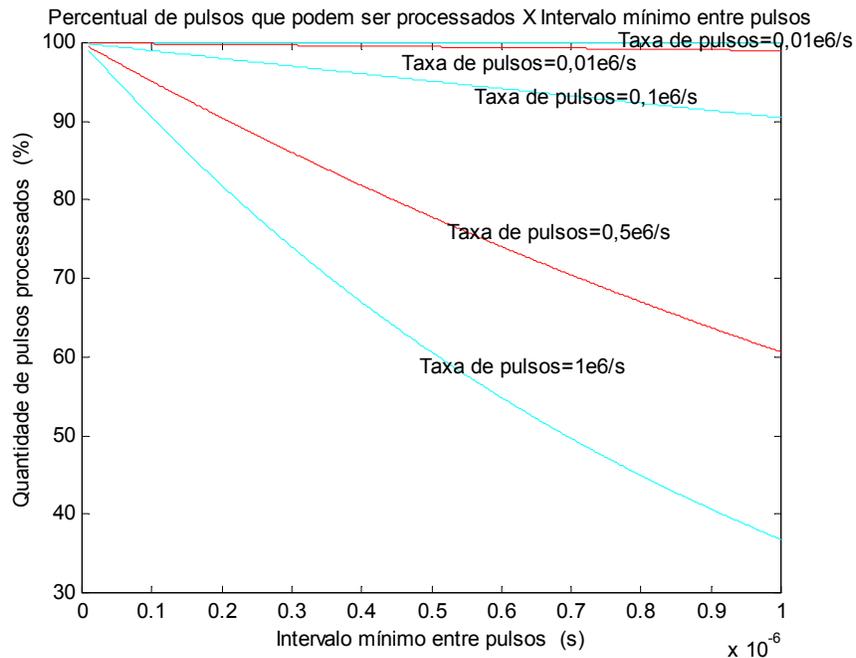


Figura 36: Percentual de pulsos processados em função do intervalo mínimo permitido pelo sistema receptor, para diversas taxas de pulsos.

Conclusão: A superposição causa perda de pulsos, mas não causa problemas para a análise de amplitude porque o sistema receptor simplesmente não mede estes pulsos ou quando o faz, dá uma indicação de que a medida não é confiável, podendo esta então ser descartada.

3.2.9. Influência de fatores climáticos

A atmosfera absorve energia dos sinais de radares, principalmente devido às oscilações dos dipolos magnético e elétrico das moléculas de oxigênio e de vapor d'água,

respectivamente [2]. A figura abaixo mostra a absorção de energia em dB/Km devida a estes dois fatores, em função da frequência.

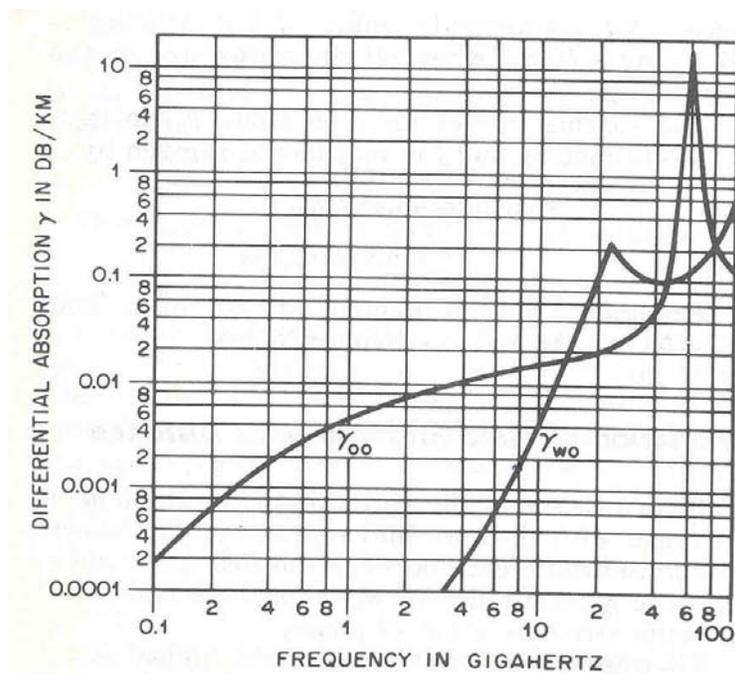


Figura 37: Gráfico das absorções de energia de uma onda eletromagnética pelas moléculas de oxigênio (γ_{oo}) e de água (γ_{wo}), na atmosfera.[2].

Na figura acima, para uma mudança de frequência de 8 GHz a 10 GHz, a absorção total muda de 0,0165 dB/Km para 0,02 dB/Km. Então a variação da absorção e, conseqüentemente, a variação de amplitude para sinais radar nesta faixa de frequência é bem pequena, já que as variações de frequência de um radar ágil, tipicamente não são maiores que 1 GHz.

Já na faixa de 2 GHz a 4 GHz, praticamente só existe a atenuação provocada pelas Moléculas de oxigênio. Esta atenuação muda de 0,007 dB/Km para 0,01 dB/Km de um extremo para outro da faixa, sendo também uma variação de amplitude com a frequência bem pequena.

Outro tipo é a atenuação provocada por precipitação pluviométrica, que aumenta com a frequência do sinal e com a intensidade da chuva, conforme é mostrado na figura abaixo.

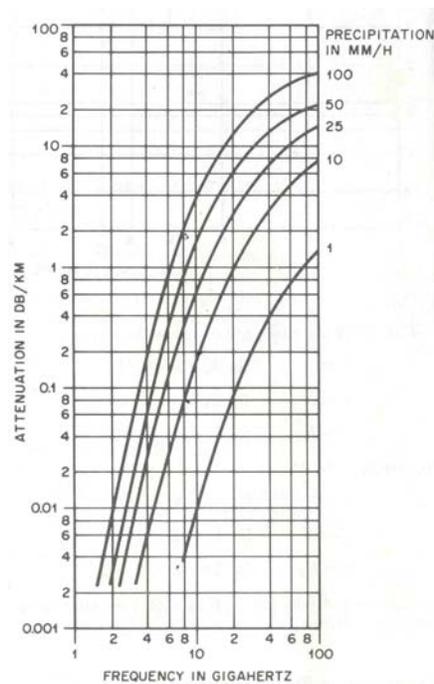


Figura 38: Atenuação do sinal eletromagnético em dB/km em função da frequência em GHz, para diversos índices de precipitação pluviométrica em mm/h.[2].

O gráfico abaixo mostra as taxas de precipitação típicas para climas temperados.

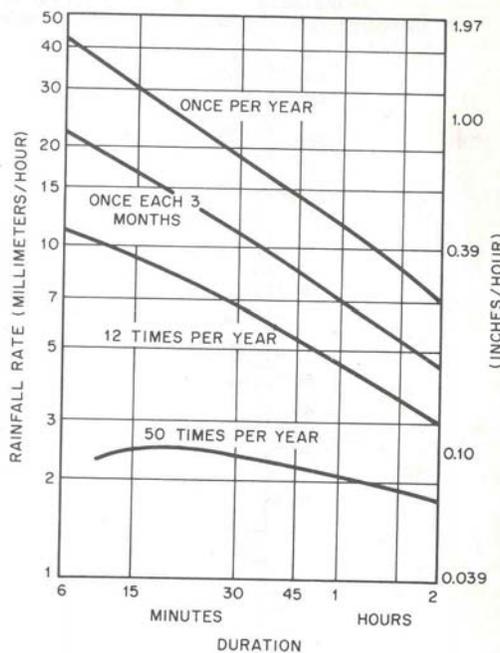


Figura 39: Índices de precipitação pluviométrica típicos de climas temperados.[2].

A atenuação provocada pela chuva deve ser considerada apenas na extensão onde estiver ocorrendo e não em toda extensão do percurso do sinal.

Observa-se pelo gráfico da atenuação com a frequência da Figura 38, na banda I, que quando a frequência passa de 8 GHz para 10 GHz, a atenuação sofre uma mudança de aproximadamente 0,096 dB/Km se a precipitação pluviométrica for de 1mm/h. Se a precipitação for de 100 mm/h, a variação de atenuação passa a ser de aproximadamente 2 dB/Km. Então, para uma variação de frequência de 1 GHz, a mudança da atenuação e, conseqüentemente, da amplitude é bem pequena, principalmente quando se considera que a precipitação pode estar apenas em um trecho do percurso total do sinal.

Pode-se observar uma considerável variação de atenuação quando, na frequência de 10GHz, ocorre uma mudança de precipitação de 1 mm/h para 100 mm/h. Neste caso, a atenuação aumenta aproximadamente 4 dB/Km. Porém, em um intervalo pequeno de tempo

(20ms), não é esperado que ocorra uma variação climática tão rápida a ponto de alterar consideravelmente a atenuação do sinal. As variações rápidas de atenuação que podem ocorrer são devidas à agilidade de frequência, que não causam grandes diferenças de amplitude.

4. Algoritmos implementados, resultados e discussão

Neste capítulo são apresentadas simulações em MATLAB de dois algoritmos para separação de pulsos com o uso do parâmetro amplitude. Os métodos são semelhantes ao processo de pigeon hole com as duas dimensões “ângulo de chegada” e “amplitude”, sendo que o tempo entra como uma terceira dimensão aplicada implicitamente. Isto porque as comparações de amplitude valem apenas para pequenos intervalos de tempo, o que não acontece no processo pigeon hole tradicional, onde as comparações dos valores dos parâmetros são válidas durante todo o tempo de existência das células.

4.1. Algoritmo tradicional

O algoritmo tradicional tem duas etapas, sendo a primeira uma implementação da técnica de “pigeon hole”, onde se faz um agrupamento dos pulsos em células, utilizando apenas parâmetros primários “frequência” e “ângulo de chegada”, conforme mostrado na Figura 40.

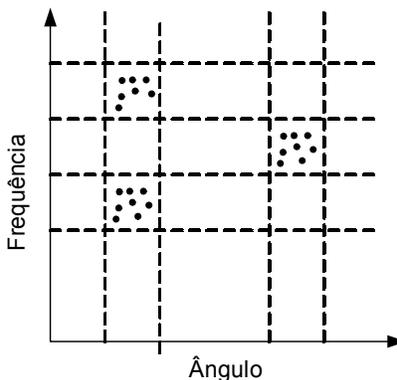


Figura 40: Agrupamento em células de pulsos em função da frequência e do ângulo.

Cada célula corresponde a uma faixa de frequências (50 MHz a 500 MHz) e uma faixa de ângulos de chegada ($3,5^\circ$ a 5°). Essas faixas são definidas em função das distâncias entre as frequências mais comuns utilizadas pelos radares e da precisão em ângulo do receptor, respectivamente. Assim, formam células os pulsos que apresentem frequências e ângulos de chegada nas mesmas faixas.

A segunda etapa é uma análise de PRI (pulse repetition interval) que é feita porque a separação por células não é suficiente para que se discrimine os emissores. Em uma mesma célula podem ser colocados pulsos de emissores diferentes, desde que apresentem frequência e ângulo de chegada dentro da mesma faixa de tolerância. Além disso, um mesmo emissor pode formar mais que uma célula por seus parâmetros apresentarem valores próximos aos extremos das faixas de tolerância, já que sempre existem erros de precisão nas medidas dos parâmetros primários, além de variações geradas pelos próprios emissores.

Esta análise da PRI, que também é um parâmetro que caracteriza bem os diversos emissores, não é feita no início porque depende da observação de uma seqüência de pulsos, o que demanda mais tempo que o processo de separação por células.

A análise de PRI se baseia no parâmetro “tempo de chegada” dos pulsos de cada célula, através de histogramas das diferenças entre os diversos tempos de chegada [7, 32], para separação e identificação dos trens de pulsos dos diversos emissores que estejam ali “embaralhados”.

Dependendo do resultado da análise de PRI, a primeira etapa do algoritmo pode ser realimentada, para que altere o tamanho das células (mudando a faixa de frequência desde 50 MHz até 500 MHz), de forma a juntar grupos adjacentes. Assim, pulsos de um mesmo emissor que estejam em células diferentes podem ser colocados numa única.

Este algoritmo não funciona bem para emissores com agilidade, ou seja, emissores que variam intencionalmente os parâmetros (frequência, largura de pulso, PRI) no decorrer do tempo. Um emissor ágil acaba sendo detectado como se fossem vários emissores.

4.2. Proposta do trabalho

A proposta consiste em fazer uso do parâmetro amplitude que, pela bibliografia estudada até o momento, não tem sido amplamente utilizado no deinterleaving por ser pouco confiável pois seu valor absoluto pode variar muito em função de distância, superposição, varredura, reflexões, intempéries, etc.

Porém, mesmo sendo uma medida não confiável em termos de valor absoluto, além do ângulo de chegada, a amplitude é o único parâmetro que não é muito influenciado intencionalmente pelo emissor. O ângulo de chegada não varia em um intervalo pequeno de tempo pois depende do deslocamento do emissor. A potência do transmissor também não costuma ser alterada intencionalmente a cada pulso, uma vez que os radares em princípio transmitem sempre na máxima potência disponível.

Assim, pode-se dizer que, num intervalo de tempo suficientemente curto, amplitudes constantes, dentro de uma faixa de tolerância, de uma seqüência de pulsos, indicam que eles podem ser provenientes de um mesmo emissor.

Com maior certeza pode-se dizer que mais de um emissor deve estar presente se numa seqüência curta houve pulsos com amplitudes diferentes.

Na bibliografia [3] é citado que o deinterleaving feito puramente com análise de PRI dá resultados similares aos do deinterleaving feito puramente por análise de amplitudes dos pulsos.

Um dos algoritmos propostos é feito agrupando em intervalos curtos de tempo (20 ms, 40ms ou 100 ms), pulsos que apresentem amplitudes próximas (de 1 a 3,5 dB). O outro algoritmo proposto faz a comparação de amplitude pulso a pulso, podendo ser utilizado para radares de navegação, que fazem varredura circular rápida.

Este tipo de abordagem se propõe a ser um novo tratamento para a separação inicial dos pulsos de radar, imune a agilidade de frequência, PRI ou largura de pulso.

4.3. Algoritmos para deinterleaving do sistema de medidas de apoio à guerra eletrônica (MAGE) com uso do parâmetro amplitude

A transmissão dos radares é feita por frequências da ordem de GHz, moduladas por pulsos. Estes pulsos têm larguras tipicamente da ordem de dezenas de nano segundos a dezenas de micro segundos e intervalos de repetição (PRI) da ordem de mili segundos. Em um ambiente que existam vários radares ou emissores, um receptor pode captar milhares ou até milhões de pulsos por segundo, embaralhados no tempo, com diferentes direções, frequências, PRI's, larguras, amplitudes, etc, dependendo das características e posições relativas dos emissores.

O deinterleaving nada mais é do que o “desembaralhamento” ou separação dos trens de pulsos de cada emissor, que são recebidos por uma antena receptora.

A antena receptora gera, para cada pulso recebido, uma palavra digital contendo informações sobre os parâmetros primários dos pulsos que são: amplitude, largura de pulso, frequência da portadora, ângulo de chegada e tempo de chegada.

Outras características dos trens de pulsos e dos emissores, como a PRI e o tipo de varredura do emissor são considerados parâmetros secundários porque para serem medidos precisam da observação de uma seqüência, ou seja, são informações que não podem estar contidas num único pulso. Eles não são medidos, são inferidos através de algoritmos.

4.3.1. Dois algoritmos propostos

Os algoritmos propostos consistem simplesmente em agrupar em células, pulsos que apresentem amplitudes próximas, dentro de intervalos curtos de tempo.

De acordo com os estudos realizados, é bastante razoável a hipótese de que um mesmo emissor não varia a amplitude de seus pulsos mais que 3dB dentro de um intervalo de aproximadamente 20ms.

São propostas duas maneiras de se tratar o problema:

(a) Faz-se o agrupamento através de uma comparação pulso a pulso.

Nesta abordagem, é possível utilizar intervalos de tempo maiores que 20ms e faixas de amplitude abaixo de 3dB, já que as comparações de amplitudes são feitas sempre dentro de intervalos de tempo decorridos entre dois pulsos consecutivos.

Porém não se deve estender muito o intervalo de tempo para não aumentar a probabilidade de que ocorra cruzamento de emissores que estejam variando suas amplitudes, pois neste caso é necessário um processamento extra para separar os pulsos destes emissores após o cruzamento.

(b) Faz-se o grupamento de emissores juntando-se, em um intervalo de tempo pequeno, todos os emissores que estiverem na mesma faixa de amplitudes.

Neste caso, pelos limites de variação de amplitude estudados no capítulo 3, deve ser utilizado um intervalo não maior que 20ms e uma faixa de amplitude não menor que 3dB.

Para demonstrar a efetividade destes algoritmos, foram feitas simulações em MATLAB, em cenários gravados pelo Grupo de Guerra Eletrônica do Instituto de Pesquisas da Marinha, onde aparecem emissores com e sem agilidade de frequência.

Os mesmos cenários foram submetidos também a uma simulação em MATLAB do algoritmo tradicional, que faz a separação por frequência e ângulo de chegada, para células com faixas de frequência desde 50 MHz até 500 MHz.

Como a forma de tratamento do ângulo de chegada é a mesma para os dois algoritmos, todos os emissores presentes nos cenários foram considerados como sendo provenientes de uma mesma direção, simulando assim uma maior quantidade de emissores a serem separados.

4.3.2. Cenários utilizados

Cenário 1:

Quantidade total de pulsos: 2451;

Duração da amostra: 1,7s;

Um emissor ágil de 8,9GHz a 9,4GHz.

Cenário2:

Quantidade de pulsos: 523;

Duração da amostra: 0,37s;

Quatro emissores:

- Emissor de direção de tiro com frequência ágil de 8,9GHz a 9,4GHz;
- Emissor com frequência fixa de 9,4GHz, de varredura, com intervalo entre os pontos de 3dB de 3,8ms;
- Emissor com frequência fixa de 3,047GHZ de varredura, com intervalo entre pontos de 3dB de 8,1ms;
- Emissor de direção de tiro com frequência fixa de 9GHz.

4.3.3. Resultados obtidos pelos algoritmos propostos e pelo algoritmo tradicional nos cenários 1 e 2.

Aqui são apresentadas três tabelas com resultados obtidos pelo algoritmo tradicional e pelos dois algoritmos propostos, todos aplicados aos mesmos cenários 1 e 2.

A Tabela 5 dá os resultados de um algoritmo tradicional, que faz separação por frequência, a Tabela 6 dá os resultados obtidos do algoritmo (a), que faz o grupamento por comparação de amplitude pulso a pulso e a Tabela 7 dá os resultados obtidos pelo algoritmo (b), que faz o grupamento de pulsos através de comparação de amplitudes em um intervalo de tempo pequeno.

Tabela 5: Resultados obtidos pelo algoritmo tradicional nos cenários 1 e 2

Tamanho das janelas de frequência	Resultados para o cenário 1: (1 emissor ágil)	Resultados para o cenário 2: (1 emissor ágil e 3 fixos)
50 MHz	13 grupos	11 grupos, contendo cada um os seguintes pulsos: <ul style="list-style-type: none"> a) 168 do emissor de 9GHz e 21 do emissor ágil; b) 52 do emissor de 3,047GHz; c) 93 do emissor ágil e 68 do emissor de 9,4GHz; d) 24 do emissor ágil; e) 13 do emissor ágil. f) 12 do emissor ágil; g) 11 do emissor ágil; h) 11 do emissor ágil; i) 21 do emissor ágil; j) 21 do emissor ágil; k) 4 do emissor ágil.
100 MHz	7 grupos	6 grupos, contendo cada um os seguintes pulsos: <ul style="list-style-type: none"> a) 168 do emissor de 9GHz e 42 do emissor ágil; b) 52 do emissor de 3,047GHz; c) 112 do emissor ágil e 68 do emissor de 9,4GHz; d) 26 do emissor ágil; e) 22 do emissor ágil; f) 33 do emissor ágil.
200 MHz	4 grupos	4 grupos, contendo cada um os seguintes pulsos: <ul style="list-style-type: none"> a) 168 do emissor de 9GHz e 68 do emissor ágil; b) 52 do emissor de 3,047GHz;

		<ul style="list-style-type: none"> c) 68 do emissor de 9,4GHz e 130 do emissor ágil; d) 37 do emissor ágil.
300 MHz	3 grupos	<p>4 grupos, contendo cada um os seguintes pulsos:</p> <ul style="list-style-type: none"> a) 168 do emissor de 9GHz e 79 do emissor ágil; b) 52 do emissor de 3,047GHz; c) 68 do emissor de 9,4GHz e 147 do emissor ágil; d) 9 do emissor ágil.
400 MHz	2 grupos	<p>3 grupos, contendo cada um os seguintes pulsos:</p> <ul style="list-style-type: none"> a) 168 do emissor de 9GHz, 91 do emissor ágil; b) 52 do emissor de 3,047GHz; c) 144 do emissor ágil e 68 do emissor de 9,4GHz.
500 MHz	2 grupos	<p>3 grupos, contendo cada um os seguintes pulsos:</p> <ul style="list-style-type: none"> a) 168 do emissor de 9GHz e 103 do emissor ágil; b) 52 do emissor de 3,047GHz; c) 132 do emissor ágil e 68 do emissor de 9,4GHz.

Tabela 6: Resultados obtidos pelo algoritmo (a) comparação de amplitudes pulso a pulso, nos cenários

1 e 2

Intervalos de tempo / faixas de amplitude	Resultados obtidos para o cenário 1: (1 emissor ágil)	Resultados obtidos para o cenário 2: (1 emissor ágil e 3 fixos)
20ms / 1dB	1 grupo.	17 intervalos de 20ms na amostra sendo que em

	Foram analisados 81 intervalos de 20ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	9 deles ocorreram alguns pulsos provenientes de mesmos emissores que foram grupados como se fossem de emissores separados. Por exemplo: em um dos intervalos houve 4 pulsos de 9GHz que não foram juntados com os outros 17 da amostra.
20ms / 1,5dB	Idem ao anterior.	17 intervalos de 20ms na amostra sendo que em 1 deles um pulso de 3,047GHz não foi grupado com os outros da amostra.
20ms / 2dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 17 intervalos de 20ms.
20ms / 2,5dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 17 intervalos de 20ms.
20ms / 3dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 17 intervalos de 20ms.
20ms / 3,5dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 17 intervalos de 20ms.
40ms / 1dB	1 grupo. Foram analisados 41 intervalos de 40ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	8 intervalos de 40ms na amostra sendo que em 6 deles ocorreram alguns pulsos provenientes de mesmos emissores (não mais que 5) que foram grupados como se fossem de emissores separados.
40ms / 1,5dB	Idem ao anterior.	8 intervalos de 40ms na amostra sendo que em 1 deles ocorreram dois pulsos provenientes de um mesmo emissor, que foram grupados como se fossem de outro emissor.
40ms / 2dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 8 intervalos

		de 40ms.
40ms / 2,5dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 8 intervalos de 40ms.
40ms / 3dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 8 intervalos de 40ms.
40ms / 3,5dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 8 intervalos de 40ms.
100ms / 1dB	1 grupo. Foram analisados 16 intervalos de 100ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	3 intervalos de 100ms na amostra sendo que em todos eles ocorreram pulsos provenientes de mesmos emissores que foram grupados como se fossem de emissores separados.
100ms / 1,5dB	Idem ao anterior.	3 intervalos de 100ms na amostra sendo que em um deles ocorreram pulsos provenientes de um mesmo emissor, que foram grupados como se fossem de outro emissor.
100ms / 2dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 3 intervalos de 100ms.
100ms / 2,5dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 3 intervalos de 100ms.
100ms / 3dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 3 intervalos de 100ms.
100ms / 3,5dB	Idem ao anterior.	Grupamentos corretos em todos os 3 intervalos de 100ms.

Tabela 7: Resultados obtidos pelo algoritmo (b) comparação das amplitudes dentro de um intervalo de tempo, nos cenários 1 e 2

Intervalos de tempo / faixas de amplitude	Resultados obtidos para o cenário 1: (1 emissor ágil)	Resultados obtidos para o cenário 2: (1 emissor ágil e 3 fixos)
20ms / 1dB	81 intervalos de 20ms da amostra, sendo todos com erros de grupamento, formando duas ou três células para um único emissor presente.	17 intervalos de 20ms na amostra sendo que em 16 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (ágil, 3,047GHz, 9GHz e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.
20ms / 1,5dB	81 intervalos de 20ms da amostra, sendo 14 com erros de grupamento, formando duas células para um único emissor presente.	17 intervalos de 20ms na amostra sendo que em 9 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (3,047GHz, 9GHz e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.
20ms / 2dB	81 intervalos de 20ms da amostra, sendo 1 com erro de grupamento, formando duas células para um único emissor presente.	17 intervalos de 20ms na amostra sendo que em 4 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (9GHz e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados..
20ms / 2,5dB	1 grupo.	17 intervalos de 20ms na amostra sendo que em 3 deles houve

	Foram analisados 81 intervalos de 20ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	ocorrência de pulsos provenientes de um mesmo emissor (9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados..
20ms / 3dB	1 grupo. Foram analisados 81 intervalos de 20ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	17 intervalos de 20ms na amostra sendo que em 3 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de um mesmo emissor (9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados..
20ms / 3,5dB	1 grupo. Foram analisados 81 intervalos de 20ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	17 intervalos de 20ms na amostra sendo que em 2 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de um mesmo emissor (9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados..
40ms / 1dB	41 intervalos de 40ms da amostra, sendo todos com erros de grupamento, formando duas ou três células para um único emissor presente.	8 intervalos de 40ms na amostra sendo que em todos houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (ágil, 3,047GHz, 9GHz e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.
40ms / 1,5dB	41 intervalos de 40ms da amostra, sendo todos com erros de grupamento, formando duas ou três células para um único emissor presente.	8 intervalos de 40ms na amostra sendo que em todos houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (ágil, 3,047GHz, 9GHz e 9,4GHz) que

		foram grupados como se fossem de emissores separados.
40ms / 2dB	41 intervalos de 40ms da amostra, sendo 18 com erros de grupamento, formando duas células para um único emissor presente.	8 intervalos de 40ms na amostra sendo que em 6 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (ágil, 3,047GHz, 9GHz e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.
40ms / 2,5dB	41 intervalos de 40ms da amostra, sendo 7 com erros de grupamento, formando duas células para um único emissor presente.	8 intervalos de 40ms na amostra sendo que em 4 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (ágil e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.
40ms / 3dB	1 grupo. Foram analisados 41 intervalos de 40ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	8 intervalos de 40ms na amostra sendo que em 3 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de um mesmo emissor (9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.
40ms / 3,5dB	1 grupo. Foram analisados 41 intervalos de 40ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	8 intervalos de 40ms na amostra sendo que em 1 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de um mesmo emissor (9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.
100ms / 1dB	16 intervalos de 100ms da amostra, sendo	3 intervalos de 100ms na amostra

	<p>todos com erros de grupamento, formando duas, três ou quatro células para um único emissor presente.</p>	<p>sendo que em todos houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (ágil, 3,047GHz, 9GHz e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.</p>
100ms / 1,5dB	<p>16 intervalos de 100ms da amostra, sendo todos com erros de grupamento, formando duas ou três células para um único emissor presente.</p>	<p>3 intervalos de 100ms na amostra sendo que em todos houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (ágil, 3,047GHz, 9GHz e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.</p>
100ms / 2dB	<p>16 intervalos de 100ms da amostra, sendo todos com erros de grupamento, formando duas ou três células para um único emissor presente.</p>	<p>3 intervalos de 100ms na amostra sendo que em todos houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (ágil, 3,047GHz, 9GHz e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.</p>
100ms / 2,5dB	<p>16 intervalos de 100ms da amostra, sendo 5 com erros de grupamento, formando duas células para um único emissor presente.</p>	<p>3 intervalos de 100ms na amostra sendo que em todos houve ocorrência de pulsos provenientes de mesmos emissores (ágil, 3,047GHz, 9GHz e 9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.</p>
100ms / 3dB	<p>1 grupo.</p>	<p>3 intervalos de 100ms na amostra</p>

	Foram analisados 16 intervalos de 100ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	sendo que em 2 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de um mesmo emissor (9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.
100ms / 3,5dB	1 grupo. Foram analisados 16 intervalos de 100ms da amostra, todos com grupamento correto dos pulsos do emissor em uma única célula.	3 intervalos de 100ms na amostra sendo que em 2 deles houve ocorrência de pulsos provenientes de um mesmo emissor (9,4GHz) que foram grupados como se fossem de emissores separados.

4.3.3.1 Discussão dos resultados

Constata-se pela Tabela 5 que o algoritmo tradicional funciona bem para frequências fixas e distantes umas das outras. No cenário 2, ele sempre consegue separar bem o emissor de 3,047GHz, mas não consegue o mesmo com o emissor ágil, qualquer que seja o tamanho da janela de frequência. Existe também a dificuldade de formar uma única célula para o emissor ágil, mesmo quando ele está sozinho no cenário 1.

Pelos resultados da Tabela 6 se observa que o algoritmo (a) funcionou bem para faixas de amplitude maiores que 1,5dB, com os três intervalos de tempo utilizados. Deve-se ter em mente que, neste algoritmo, a comparação de amplitudes é feita pulso a pulso mas, mesmo assim, intervalos de tempo muito grandes aumentam a probabilidade de ocorrerem cruzamentos de emissores diferentes que estejam variando suas amplitudes, podendo ocorrer aglutinação destes dois emissores em um só grupo após o ponto de cruzamento das amplitudes, sendo necessário um processamento extra para separá-los.

Os resultados da Tabela 7 confirmam que quando se faz a comparação de amplitudes durante todo um intervalo de tempo (algoritmo (b)), deve-se limitar este intervalo em aproximadamente 20ms e adotar como faixa de amplitude o valor de aproximadamente 3dB, exceto para emissores de varredura rápida, como é o caso do emissor de 9,4GHz, que não pôde ser separado com este algoritmo mesmo quando se utilizou uma faixa de amplitude de 3,5dB. Se a faixa de amplitude for aumentada além de 3dB pode-se juntar dois emissores em uma só célula. Para emissores com varredura rápida é mais eficiente o algoritmo (a), de comparação de amplitude pulso a pulso.

5. Conclusão e trabalhos futuros

Os testes realizados nos cenários obtidos através de gravações reais mostraram que a amplitude realmente pode e deve ser utilizada como alternativa para o deinterleaving de pulsos radar quando praticamente todos os parâmetros, com exceção do ângulo de chegada podem ser variados intencionalmente pelos emissores.

O estudo feito no capítulo 3 também serve de base para outras aplicações acerca da amplitude de um sinal recebido por uma antena, já que descreve os diversos fatores que fazem este parâmetro variar. A estimativa do “nível de perigo radar” é mais uma possível aplicação para o parâmetro amplitude, além do deinterleaving, proposto neste trabalho e de outras que já são feitas atualmente como a determinação de distância por triangulação, a análise do padrão de varredura e da largura de feixe do transmissor. Pela variação da amplitude ao longo do tempo pode-se avaliar se um emissor está se afastando ou se aproximando, independentemente dele haver sido identificado ou não. Após a identificação do emissor, pode-se usar o valor da amplitude, dentro de suas tolerâncias de variação para estimar a distância do emissor, por comparações com bancos de dados de emissores. Desta forma a distância é estimada sem a necessidade de outra plataforma receptora ou de rápido deslocamento da própria plataforma para fazer triangulação.

Apêndice – Simulações dos algoritmos no MATLAB

Simulação para agrupamentos de pulsos em intervalos de tempo por

amplitude, por comparação com a média do grupo – A comparação foi testada para diversas tolerâncias de amplitude e foram testados também diversos intervalos de tempo.

```
clear

[toa, amp, freq]=textread('D:\Meus documentos\mestrado\cenario.txt', '%*1c
%f %*2c %f %*19c %f %*33c');

stoa=size(toa);

grutot=[toa amp freq];

sgrutot=size(grutot);

if toa(2)-toa(1)==0
    for i=2:sgrutot(1),
        toa(i)=toa(i)+toa(i-1);
    end
end

sgru=0;

while toa(sgrutot(1))-toa(sgru+1)>= .04e6
    deltatoa=0;
    i=1;
    gru=0;
    while deltatoa<= .04e6
        gru(i,1)=toa(i+sgru);
        gru(i,2)=amp(i+sgru);
        gru(i,3)=freq(i+sgru);
        deltatoa=toa(i+sgru)-toa(1+sgru);
        i=i+1;
    end
end
```

```

quant=size(gru);
sgru=sgru+quant(1);

a=gru;

quant=size(gru);
n=quant(1)-1;

tres=1;
clu=0;

while n>1

sobra=0;

y=1;

u=2;

clu(1,tres)=a(1,1);
clu(1,1+tres)=a(1,2);
clu(1,2+tres)=a(1,3);
soma=clu(1,1+tres);

if n>1
    for i=1:n(1),
        media=soma./(u-1);
delta=abs(a(i+1,2)-media);
if delta<= 1
    clu(u,tres)=a(i+1,1);
clu(u,1+tres)=a(i+1,2);
clu(u,2+tres)=a(i+1,3);
soma=soma+clu(u,1+tres);
u=u+1;
else
sobra(y,1)=a(i+1,1);
sobra(y,2)=a(i+1,2);
sobra(y,3)=a(i+1,3);

```

```

y=y+1;

end

end

end

tres=tres+3;

a=sobra;

sza=size(a);

n=sza(1)-1;

end;

tamclu=size(clu);

quantnexc=0;

for i=1:3:tamclu(2)-2,

    if length(find(clu(:,i)))>= 0

        quantnexc=quantnexc+1;

        naoexc(quantnexc)=i;

    end

end

matriz=zeros(tamclu(1),quantnexc.*3);

for i=1:quantnexc,

    matriz(:,i.*3-2)=clu(:,naoexc(i));

    matriz(:,i.*3-1)=clu(:,naoexc(i)+1);

    matriz(:,i.*3)=clu(:,naoexc(i)+2);

end

matriz

pause;

end

sprintf('FIM DAS PWDs')

```

Simulação para comparação de amplitude pulso a pulso – Foram testadas diversas tolerâncias de amplitude.

```
clear

[toa,amp,freq]=textread('D:\Meus documentos\mestrado\cenario.txt','%*1c
%f %*2c %f %*19c %f %*33c');

stoa=size(toa);

grutot=[toa amp freq];

sgrutot=size(grutot);

if toa(2)-toa(1)==0

    for i=2:sgrutot(1),

        toa(i)=toa(i)+toa(i-1);

    end

end

sgru=0;

while toa(sgrutot(1))-toa(sgru+1)>=.02e6

    deltatoa=0;

    i=1;

    gru=0;

    while deltatoa<=.02e6

        gru(i,1)=toa(i+sgru);

        gru(i,2)=amp(i+sgru);

        gru(i,3)=freq(i+sgru);

        deltatoa=toa(i+sgru)-toa(1+sgru);

        i=i+1;

    end

    quant=size(gru);

    sgru=sgru+quant(1);

    a=gru;
```

```

quant=size(gru);
n=quant(1);
x=1;
tres=1;
clu=0;
while n>1
sobra=0;
y=1;
u=1;
clu(1,tres)=a(1,1);
clu(1,1+tres)=a(1,2);
clu(1,2+tres)=a(1,3);
if n>1
for i=2:n,
delta=abs(a(i,2)-clu(u,1+tres));
if delta<=2
clu(u+1,tres)=a(i,1);
clu(u+1,1+tres)=a(i,2);
clu(u+1,2+tres)=a(i,3);
u=u+1;
else
sobra(y,1)=a(i,1);
sobra(y,2)=a(i,2);
sobra(y,3)=a(i,3);
y=y+1;
end
end
elseif n==1
clu(u,tres)=a(1,1);

```

```

clu(u,1+tres)=a(1,2);
clu(u,2+tres)=a(1,3);
end
tres=tres+3;
a=sobra;
sza=size(a);
n=sza(1);
end;
tamclu=size(clu);
quantnexc=0;
for i=1:3:tamclu(2)-2,
    if length(find(clu(:,i)))>=5
        quantnexc=quantnexc+1;
        naoexc(quantnexc)=i;
    end
end
matriz=zeros(tamclu(1),quantnexc.*3);
for i=1:quantnexc,
    matriz(:,i.*3-2)=clu(:,naoexc(i));
    matriz(:,i.*3-1)=clu(:,naoexc(i)+1);
    matriz(:,i.*3)=clu(:,naoexc(i)+2);
end
matriz
pause;
end
sprintf('FIM DAS PWDs')

```

Simulação para grupamento de pulsos por frequência, por comparação com a média do grupo – Foram testadas diversas faixas de frequências, desde 50MHz até 500MHz, conforme é feito nas células do algoritmo tradicional.

```
Clear
[toa,amp,freq]=textread('D:\Meus documentos\mestrado\enário.txt','%*1c %f
%*2c %f %*19c %f %*33c');
grutot=[toa amp freq];
sgrutot=size(grutot);
a=grutot;
quant=size(grutot);
n=quant(1)-1;
tres=1;
while n>1
y=1;
u=2;
clu(1,tres)=a(1,1);
clu(1,1+tres)=a(1,2);
clu(1,2+tres)=a(1,3);
soma=clu(1,2+tres);
if n>1
for i=1:n(1),
media=soma./(u-1);
delta=abs(a(i+1,3)-media);
if delta<=25
clu(u,tres)=a(i+1,1);
clu(u,1+tres)=a(i+1,2);
clu(u,2+tres)=a(i+1,3);
soma=soma+clu(u,2+tres);
```

```
u=u+1;
else
sobra(y,1)=a(i+1,1);
sobra(y,2)=a(i+1,2);
sobra(y,3)=a(i+1,3);
y=y+1;
end
end
end

tres=tres+3;
a=sobra;
sobra=0;
sza=size(a);
n=sza(1)-1;
end;
clu
```

6. Referências Bibliográficas

- [1] **Principles of radar**, 2 ed: Technology press Massachusetts Institute of Technology - McGraw-Hill, 1946.
- [2] **Reference data for radio engineers**, 5 ed: ITT - Howard W. Sams & Co., Inc., 1973.
- [3] R. G. Wiley, **Electronic intelligence: The analysis of radar signals**: Artech House, 1993.
- [4] G. W. Stimson, **Introduction to airborne radar**: Hughes aircraft company, El segundo, California, 1983.
- [5] D. Schlleher, **Electronic Warfare in the information age**: Artech house, 1999.
- [6] D. J. M. B. M. Popovic, "**Improved algorithm for the deinterleaving of radar pulses**," *IEE proceedings*, 1992.
- [7] H. K. Mardia, "**New techniques for the deinterleaving of repetitive sequences**," *IEE proceedings*, 1989.
- [8] T. Leondes, "**New approach to the pulse train deinterleaving problem**," *Int. J syst. Sci. Vol 20, num. 12, pp2663-2671*, 1989.
- [9] C. Bajpai, "**ESM data processing parametric deinterleaving approach**," *IEEE*, 1992.
- [10] V. C. R. C. Bajpai, "**ESM data processing parametric deinterleaving approach**," *IEEE - Indian institute of technology*, 1992.
- [11] B. A. F. J. S. B. A. Y. Tse, "**New approach to deinterleaving for radar intercept receivers**," *SPIE proceedings - vol. 5077 p.175-186 - passive millimeter wave imaging technology VI and radar sensor technology VII*, 2003.
- [12] H. E. A.-B. H. F. C. Y. T. Chan, "**Queueing analysis of the deinterleaving of radar pulses in a dense emitter environment**," *IEEE - dept. of electrical and computer engineering - Royal military college of Canada*, 2003.
- [13] H. E. H. F. C. Y. T. Chan, "**Adaptive deinterleaving algorithm in dense ESM system environments**," *Military technical college - Cairo - Egito - The third international conference on electrical engineering*, 2002.
- [14] K. S. M. L. M. J. R. V. Krishnamurthy, "**Pulse train deinterleaving: Algorithms and cost criteria**," *IEEE - Australian research council*, 1999.
- [15] C. B. G. A. J. M. L. P. Perez, "**Multi-hypothesis method in pulses deinterleaving**," *SPIE conference on radar rprocessing technology and applications - San Diego - California*, 1998.
- [16] T. C. J. B. Moore, "**The limits of extended Kalman filtering for pulse train deinterleaving**," *IEEE transactions on signal processing*, 1998.
- [17] A. L. V. Krishnamurthy, "**An interval amplitude algorithm for deinterleaving stochastic pulse train sources**," *IEEE transactions on signal processing*, 1998.
- [18] B. J. S. E. W. Kamen, "**Pulse analysis and deinterleaving filter**," *spie proceedings - signal processing, sensor fusion and target recognition*, 1997.
- [19] J. P. Z. R. G. F. T. M. A. G. M. M. E. L. Pinto, "**An algorithm for deinterleaving pulse trains using the fast wavelet packet transform**," *CNPq, PUC, TELEBRÁS, IMPA, IME*, 1996.

- [20] G. N. S. D. Howard, "**Recursive neural networks as a hypothesis tester for deinterleaving repetitive sequences**," *Defense science - electronic warfare division*, 1996.
- [21] J. B. M. V. Krishnamurthy, "**Deinterleaving pulse trains using discrete-time stochastic dynamic-linear models**," *IEEE transactions on signal processing*, 1994.
- [22] J. P. I. Coat, "**Pulse train deinterleaving via the hough transform**," *IEEE*, 1994.
- [23] R. O. Schmidt, "**On separating interleaved pulse trains**," *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, 1974.
- [24] G. Noone and S. D. Howard, "**Deinterleaving Radar Pulse Trains Using Neural Networks**." Salisbury, South Australia: Defence Science and Technology Organisation 71L PO Box 1500 Salisbury, South Australia 5108, 1996.
- [25] F. P. Z. I. CNPq), R. G. F. T. I. CNPq), M. A. G. M. M. (CETUC/PUC-RJ), and E. L. P. (IME), "**An Algorithm Deinterleaving Pulse Trains Using The Fast Wavelet Packet Transform**," 1997.
- [26] R. J. O. J. B. M. R. E. Mahony, "**Spectrum estimation on interleaved pulse trains**," *IEEE transactions on signal processing*, 1999.
- [27] K. I. N. M. Kobayashi, "**Improved algorithm for estimating pulse repetition intervals**," *IEEE transactions on aerospace and electronic systems - mitsubishi electric corporation*, 2000.
- [28] E. G. M. A. R. S. G. P. Lavoie, "**A what and where fusion neural network for recognition and tracking of multiple radar emitters**," *Boston university; defense research establishment, Canada; dept. of electrical and computer eng., Ecole polytechnique de montreal, Canada - Technical report*, 2000.
- [29] T. L. C. J. B. Moore, "**On the estimation of interleaved pulse train phases**," *IEEE transactions on signal processing*, 2000.
- [30] Y. Zhou, "**Emitter number estimation by the general information theoretic criterion from pulse trains**," *Defense Research and Development Canada*, 2002.
- [31] H. E. A.-B. H. F. C. Y. T. Chan, "**Joint deinterleaving/recognition of radar pulses**," *IEEE - dept. of electrical and computer engineering - Royal military college of Canada*, 2003.
- [32] H. K. Mardia, "**Digital signal processing for radar recognition in dense radar environments**," Tese de PhD, Leeds University, 1987.
- [33] C. A. C. M. J. Marcelo, "**O Estado da Arte na identificação de emissores usando dados intrapulso.**," CIAW, 2004.
- [34] D. D. A. Carvalho, "**MAGE - Medida de Apoio à Guerra Eletrônica.**" Apostila, CIAW, 2000.
- [35] M. Skolnik, **Radar handbook**, 2 ed: McGraw-Hill, 1990.
- [36] F. Neri, **Introduction to electronic defense systems**: Artech House, 1991.
- [37] "**Introduction to radar, signal interception and EW data bases**," RAS, 1995.
- [38] M. W. Long, **Radar reflectivity of land and sea**, 2 ed: Artech House, 1983.
- [39] E. W. Weisstein, "**Fresnel equations**," <http://scienceworld.wolfram.com/physics/FresnelEquations.html>, Wolfram Research.
- [40] J. P. a. D. Mittleman, "**Defining the Fresnel zone for broadband radiation**," *The American Physical Society, Department of electrical and computer engineering - Rice University*, 2002.

- [41] "**navigator wireless**," http://www.wireless.navigator.co.uk/radio_link.php, 2004.
- [42] "**maxstream**," <http://www.maxstream.net/helpdesk/article-77>, 2004.
- [43] "**Fresnel zone clearance**," <http://www.softwright.com/faq/engineering/Fresnel%20Zone%20Clearance.html>, 2004.
- [44] "**Fresnel zone**," ATIS Committee T1A1., February 28, 2001.
- [45] D. Schilleher, **Introduction to electronic Warfare**: Artech house, 1986.