

Universidade Federal de Itajubá  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# Proposta para melhoria da resolução em Radares FMCW utilizados na medição de nível

Izabella Carneiro Bastos

Itajubá, Agosto de 2010

Universidade Federal de Itajubá  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# Proposta para melhoria da resolução em Radares FMCW utilizados na Medição de Nível

Izabella Carneiro Bastos

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador: Prof. Dr. Edson da Costa Bortoni  
Co-orientador: Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro

Itajubá, Agosto de 2010

*Aos meus pais, Valéria e  
Aroldo pelo esforço, dedicação e  
compreensão, em todos os  
momentos desta e de outras  
caminhadas.*

# *Agradecimentos*

*Primeiramente, gostaria de agradecer ao meus pais ó Valeria e Aroldo, pelos ensinamentos quanto ao valor da educação na formação do individuo e a recompensa oriunda do comprometimento e da dedicação.*

*Ao meus professores e amigos, Edson da Costa Bortoni e Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro, que desde do primeiro instante, acreditaram no meu potencial. Como orientadores, foram um exemplo de dedicação e competência, tendo grande importância na minha formação profissional e pessoal.*

*À Universidade Federal de Itajubá e aos amigos do Excen pela paciência e apoio durante a realização deste trabalho.*

*À empresa ABS sistemas Automação e funcionários pela compreensão e idéias que certamente influenciaram neste objetivo.*

*Agradeço ao professor Dr. Pletemeier e ao seu instituto por terem me concedido a oportunidade de realização deste trabalho em seu laboratório, localizado na Universidade de Dresden ( Technische Universität Dresden) , Alemanha.*

*õEm verdade o que proporciona o máximo de prazer não é o conhecimento e sim a aprendizagem, não é a posse mas a aquisição, não é a presença, mas o ato de atingir a metaö*

*(Carl Fridrich Gauss)*

## Resumo

**Bastos, I. C. (2010)**, *Proposta para melhoria da resolução em Radares FMCW utilizados na Medição de Nível*, Itajubá. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Itajubá.

Orientador : Prof. Dr. Edson da Costa Bortoni  
Co-Orientador : Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro  
Área de Concentração: : Automação e Sistemas Elétricos Industriais  
Palavras-chave : Medidores de Nível, propriedades eletromagnéticas, fundamentos do radar, radar FMCW, resolução, ajuste, método de detecção.  
Número de Páginas : 94

Este trabalho explora um tipo específico de medidor de nível capaz de apresentar resultados confiáveis. Dedicar-se à melhoria da resolução em medições de distância para sistemas industriais empregando radares de onda contínua com modulação em frequência (FMCW). Partindo desta opção, realiza-se um estudo do procedimento e aborda-se um método para tornar sua utilização mais ampla. As aplicações referem-se à medição de nível de tanques contendo substâncias sólidas ou líquidas.

Este trabalho apresenta propostas consideradas na literatura e outras propostas pela autora e desenvolve simulações para demonstrar o método.

## Abstract

**Bastos, I. C. (2010)**, Proposal for improving the resolution in FMCW radar used in Level Measurement, Itajubá. MSc. Dissertation ó Federal University of Itajubá

Advisor : Prof. Dr. Edson da Costa Bortoni  
Co-Advisor : Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro  
Area of Concentration : Automation and Industrial Eletric Systems  
Key words : Level Meters, electromagnetic properties, fundamentals of radar, FMCW radar, resolution adjustment, method of detection.  
Number of Pages: 94

This work, explores a particular type of level meter that is able to present reliable results. It is dedicated to the improvement of the resolution in measurements of distance for industrial systems using continuous wave radars with modulation in frequency (FMCW). From this option, a study of the procedure is done and discusses a method to make its use wider. The applications are related to the tank level measurement containing solid or liquid substances.

There are some propositions in this work considered literature and others proposal by the author that develop simulations to demonstrate the proposed method.

# Sumário

<b>Dedicatória</b>	ii
<b>Agradecimentos</b>	iii
<b>Resumo</b>	iv
<b>Sumário</b>	vi
<b>Lista de Figuras</b>	ix
<b>Lista de Tabelas</b>	xii
<b>Lista de Símbolos</b>	xiii

## **1. Introdução**

1.1 Contextualização do trabalho	1
1.2 Importância da medição de nível	1
1.3 Motivação para o estudo do radar na medição de nível	2
1.4 Índices de confiabilidade e manutenção	3
1.5 Conteúdo e desenvolvimento do trabalho	3

## **2. Medição de Nível**

2.1 Introdução	4
2.2 Classificação dos medidores de nível	5
2.2.1 Apresentação geral	5
2.2.2 Sistemas de medição	5
2.2.3 Características da medição de nível	6
2.3 Tipos de Medidores de Nível	6
2.4 Aplicações em medições de nível	7

## **3. Fundamentos do Radar**

3.1 Introdução	9
----------------	---

3.2	Desenvolvimento histórico	9
3.3	Propagação das ondas eletromagnéticas	11
3.4	Interações do campo eletromagnético com o meio	13
3.4.1	Permeabilidade magnética	13
3.4.2	Permissividade Elétrica	13
3.4.3	Condutividade Elétrica	14
3.5	Características de propagação da onda eletromagnética	15
3.5.1	Reflexão	16
3.5.2	Refração	17
3.5.3	Interferências	17
3.6	Interação do campo eletromagnético com os materiais	18
3.7	Composição de um sistema básico de microondas	20
3.7.1	Apresentação geral	20
3.7.2	Geração da onda portadora	20
3.7.3	Modulação da portadora	22
3.7.4	Amplificação do sinal do radar	25
3.7.5	Atenuações do misturador e do detector	25
3.7.6	Isolador e circulador	27
3.7.7	A antena e sua caracterização	28
3.7.8	Escolha da antena corneta cônica	31
3.7.9	Seleção da antena tipo haste dielétrica	34
3.7.10	Aplicações de outros modelos de antenas	36
3.8	Princípio de funcionamento do radar	37
3.8.1	Fundamentos teóricos	37
3.8.2	Equação do radar	38
3.8.3	Frequências utilizadas	39
3.9	Tipos de radares	40
3.9.1	Apresentação geral	40
3.9.2	Radar pulsado	40
3.9.3	Radar de onda contínua modulado em frequência	42

#### **4. Modelagens e simulações**

4.1	Desenvolvimento teórico para o radar FMCW	44
-----	---	----



4.1.1	Emissão, recepção e recuperação do sinal	44
4.1.2	Princípios de medição	45
4.2	Determinação dos sinais utilizados	46
4.2.1	Parâmetros do sinal	46
4.2.2	Sinais de transmissão e recepção	47
4.2.3	Conversão do sinal	52
4.2.4	Filtragem do sinal	55
4.3	Identificação do eco no sinal recebido	55
4.4	Melhoramento na faixa de resolução em radares FMCW	57
4.5	Descrição do método proposto	60
<b>5.</b>	<b>Conclusões</b>	<b>71</b>
	Apêndice A ó Tabela de valores em relação ao método proposto e convencional	73
	Apêndice B ó Simulações	83
	Apêndice C ó Desenvolvimento matemático	90
	Referências bibliográficas	93

# Lista de Figuras

2.1- Medidores de nível tipo radar sem contato utilizado na carga de autoforno da Companhia Siderúrgica Nacional, em Volta Redonda ó RJ.	8
2.2- Medida de nível da quantidade de carga do vagão torpedo verificado na Companhia Siderúrgica Nacional.	8
2.3- Sistema supervisorio para aquisição de dados.	8
3.1- Campo elétrico e campo magnético de uma onda propagando-se na direção z. Suas direções são tais que formam um sistema dextrógiro.	12
3.2- Polarizações usadas nas análises das reflexões e refrações entre dois meios.	16
3.3- Interferências causadas por múltiplas reflexões	18
3.4- Circuito oscilador obtido de um amplificador e uma estrutura de realimentação	21
3.5- Comportamento típico dos valores da frequência de saída de um oscilador controlado por tensão.	21
3.6- Diferentes formas para modulação em frequência, em função do formato desejado para os valores instantâneos de frequência.	24
3.7- Aplicação de misturadores na conversão para uma frequência lateral superior ou uma frequência lateral inferior.	26
3.8- Esquema de funcionamento de um isolador, indicando o sentido de transmissão com baixa perda.	27
3.9- Aplicação típica de um circulador em um sistema que utiliza a mesma antena nas funções de transmissora e de receptora	27
3.10- Diagrama de irradiação típico de uma antena de microondas, das utilizadas em radares.	30
3.11- Efeito da frequência na abertura de feixe.	32
3.12- Ilustração de uma corneta cônica, empregada em radares para medição de nível.	33
3.13- Relação entre o diâmetro da antena corneta e o ângulo de feixe para 5,8GHz,	34

10GHz e 26GHz de acordo com as aberturas nos planos paralelos ao campo elétrico (plano E)	
3.14- Relação entre o diâmetro da antena corneta e o ângulo de feixe para 5,8GHz, 10GHz e 26GHz de acordo com as aberturas nos planos paralelos ao campo magnético (plano H).	34
3.15- Esboço de uma antena de barra ou haste dielétrica para operação em microondas	35
3.16- Abertura de feixe do lobo principal nos planos E e H para a antena de barra dielétrica.	36
3.17- Esquema típico de uma antena parabólica, destacando a fonte primária de emissão e a superfície obtida a partir da revolução de uma parábola	37
3.18- Representação dos sinais envolvidos na operação do radar pulsado	42
3.19- Relações entre tempo e frequência em um radar FMCW.	43
4.1- Diagrama em blocos básico do radar de onda contínua modulado em frequência (FMCW).	45
4.2- Descrição da função dente-de-serra com valores normalizados, empregada como sinal modulante da portadora de microondas.	48
4.3- Sinal de modulação e da portadora modulada em frequência por uma onda dente-de-serra simétrica e com período $T_m$ modulado e relacionado a variação da frequência..	48
4.4- Sinal de dente-de-serra relativo à transmissão e à recepção, com o respectivo atraso sofrido entre a emissão e o retorno ao equipamento.	49
4.5- Representação do sinal transmitido no domínio da frequência	50
4.6- Variação da função que descreve a fase para os sinais transmitido e recebido.	51
4.7- Representação do sinal recebido no domínio da frequência.	51
4.8- Representação do sinal de saída do misturador no domínio da frequência,	54
4.9- Resposta em frequência da saída do filtro, conservando-se as componentes desejadas no processamento do sinal.	55
4.10- Componentes em frequência na saída do filtro com limiar estimado para demonstrar o método.	56
4.11- Determinação da frequência de batimento.	58
4.12- Espectro de frequência para $R = 9$ m com $\hat{e}f = 250$ MHz.	61
4.13- Espectro de frequência para $R = 10$ m com $\hat{e}f = 250$ MHz.	61

4.14- Espectro de frequência para $R = 9$ m, supondo $\hat{e}f = 50$ MHz	61
4.15- Espectro de frequência para $R = 10$ m, para $\hat{e}f = 50$ MHz.	61
4.16- Diagrama em blocos do método de melhoria da resolução da distância medida	63
4.17- Espectro de frequência para análise do método.	64
4.18- Detecção do máximo pico local, obtido com as restrições de amostragem.	66
4.19- Movimento da curva para encontrar a faixa de ajuste.	67
4.20- Representação do caso direita-maior-esquerda-menor.	68
4.21- Representação do caso esquerda-maior-direita-menor	69
4.22- Representação do método proposto para um alcance entre 6 a 25 metros.	69
4.23- Representação do método convencional para um alcance entre 6 a 25 metros.	70

# Lista de Tabelas

1.1	ó Distribuição dos medidores de nível em função do principio de medição	02
3.1	ó Constantes dielétricas para alguns meios comuns, em condições normais de temperatura, pressão e umidade.	19
3.2	ó Aplicações das faixas práticas utilizada em radares.	39
3.3	ó Fabricante, modelo e frequência adotada para radares FMCW	40
4.16	Frequências de batimento para os valores especificados ( $\Delta f=250\text{MHz}$ ).	58
4.2	ó Frequências de batimento para os valores especificados ( $\Delta f= 50\text{MHz}$ ).	59

# Lista de símbolos

$c$	<i>Velocidade de propagação da luz no vácuo</i>
$\epsilon_0$	<i>Permissividade no espaço livre</i>
$\epsilon_r$	<i>Permissividade relativa</i>
$\mu_0$	<i>Permeabilidade no espaço livre</i>
$\mu_r$	<i>Permeabilidade relativa</i>
$\sigma$	<i>Condutividade elétrica</i>
	<i>Frequência angular</i>
$\Gamma$	<i>Coefficiente de reflexão</i>
$\Gamma_p$	<i>Coefficiente de reflexão de potência</i>
$T$	<i>Coefficiente de transmissão</i>
$A_e$	<i>Atenuação entre as amplitudes dos campos</i>
$A_p$	<i>Atenuação de potência</i>
$\beta$	<i>Índice de modulação</i>
	<i>Estrutura de realimentação</i>
$\Delta f$	<i>Desvio de frequência</i>
$f_m$	<i>Frequência do sinal modulante</i>
$n$	<i>Número de pares de faixas laterais</i>
$BW$	<i>Largura de faixa do sinal</i>
$f_i(t)$	<i>Frequência instantânea</i>
$F(t)$	<i>Varição instantânea da fase</i>
$Z_e$	<i>Impedância de entrada</i>
$Z_o$	<i>Impedância característica da linha de transmissão</i>
	<i>Coefficiente de reflexão da antena</i>
$\Gamma_v$	<i>Coefficiente de reflexão da antena</i>
ROE	<i>Relação de onda estacionária</i>
$\eta$	<i>Eficiência da antena</i>
$P_{\text{irradiada}}$	<i>Potência irradiada</i>
$P_{\text{excitação}}$	<i>Potência recebida</i>
$D$	<i>Diretividade da antena</i>
$S_{\text{máx}}$	<i>Densidade máxima de potência irradiada</i>
$S_o$	<i>Densidade máxima de potência irradiada em relação a antena isotrópica</i>
	<i>Ganho da antena</i>
$G$	<i>Ganho da antena</i>
$\theta$	<i>Abertura de feixe no plano paralelo ao campo elétrico (plano E) para antena corneta cônica</i>
	<i>Abertura de feixe no plano paralelo ao campo magnético (plano H) para antena corneta cônica</i>
$\varphi$	<i>Abertura de feixe no plano paralelo ao campo magnético (plano H) para antena corneta cônica</i>

$\lambda$	<i>Comprimento de onda</i>
$D_c$	<i>Diâmetro da antena corneta cônica</i>
$L$	<i>Comprimento da haste dielétrica</i>
$\theta_h$	<i>Abertura de feixe nos planos E e H para antena de haste dielétrica</i>
$r_{max}$	<i>Alcance máximo do sinal para radares</i>
$P_t$	<i>Potência transmitida em watts</i>
$A$	<i>Abertura afetiva da antena</i>
$\sigma_a$	<i>Secção transversal do alvo</i>
$S_{min}$	<i>Menor potência capaz de ser detectada pelo receptor do radar</i>
$\tau$	<i>tempo de trânsito entre a emissão e recepção do pulso</i>
$r$	<i>distância entre o objeto e antena</i>
$T_m$	<i>Período do sinal modulante</i>
$v_t(t)$	<i>Sinal transmitido</i>
$v_r(t)$	<i>Sinal recebido</i>
$v_d(t)$	<i>Sinal após o misturador</i>
$\Delta\tau$	<i>Resolução do atraso</i>
$\Delta R$	<i>Resolução da distância</i>
$\Delta$	<i>Desvio de frequência angular</i>
$k$	<i>Número de repetições da forma de onda dente-de-serra</i>
$f_b$	<i>Frequência de batimento</i>
$R$	<i>Distancia do objeto ate a antena dependente da frequência de batimento</i>
$f_n$	<i>Espaçamento de frequência</i>
$R_f$	<i>Resolução da Transformada Rápida de Fourier</i>
$f_s$	<i>Frequência de amostragem</i>
$N$	<i>Número de amostras</i>
$\delta R$	<i>Melhoramento da resolução</i>
$FMCW$	<i>Radar de onda contínua modulada em frequência (Frequency Modulated Continuous Wave)</i>

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Contextualização do trabalho

O tema abordado nesta dissertação será a melhoria da resolução do alcance com a utilização de radares de onda contínua com modulação em frequência (FMCW) para medição de nível. Antes de comentar as características do método, serão apresentados conceitos sobre os instrumentos para medição de nível, sua importância em processos industriais e a teoria básica do radar. Descrevem-se os princípios e fundamentos necessários ao entendimento do tema e efetuam-se simulações que permitam verificar os procedimentos adotados.

### 1.2 Importância da medição de nível

Com a expansão de processos de produção em larga escala, houve também um aumento na importância da medição de variáveis envolvidas e, entre elas, encontra-se a medição de nível. A importância dessas medições está em contribuir para a melhoria da qualidade do produto. Sempre que possível, os procedimentos devem envolver uma atuação contínua, sem interrupções e fornecer dados que permitam a otimização da produção. Na indústria, requerem-se medições tanto de nível de líquidos como de sólido e dispõem-se de diversos sistemas adaptáveis às necessidades industriais. Variam em complexidade desde simples bóias e visores para leituras locais até instrumentos eletrônicos com controle automático. Não existe uma tecnologia para atender todas as medições de nível, tampouco foram criadas soluções para todas as situações encontradas. Mas a importância em medir esta variável é relevante em seu desenvolvimento.



### 1.3 Motivação para estudo do radar na medição de nível

Existem muitos dispositivos para medição de nível em processos industriais que se diferenciam por seus princípios de funcionamento. Um fator preponderante nesta diferenciação é o tipo de substância que será identificada, seja ela líquida ou sólida. Várias tecnologias foram desenvolvidas, porém alguns métodos de medição não chegaram ao êxito no que se refere às substâncias sólidas. Neste trabalho, optou-se tratar da medição de nível em tanques industriais utilizando radares. O estudo será concentrado nos fundamentos deste método. Existem muitas outras técnicas e o radar encontra-se entre os produtos aplicáveis em processos que exijam precisão, robustez e confiabilidade na medida. A Tabela 1.1 mostra alguns exemplos de medidores de nível, conforme o tipo de substância.

**Tabela 1.1** *ó Distribuição dos medidores de nível em função do princípio de medição.*

<b>Medidores de Nível</b>	
<b>Líquido</b>	<b>Sólido</b>
Eletromecânico	Eletromecânico
Capacitivo	Capacitivo
Ultra-sônico	Ultra-sônico
Radar	Radar
Radar de onda guiada	Radar de onda guiada
Bóia / Deslocador	Vibração
Pressão	
Fluxo	
Indicadores visuais	

Considerando que nenhum método de medição é a solução para todas as aplicações, deve-se selecionar a tecnologia mais adequada a cada caso. Nota-se certo grau de dificuldade na medição de nível para substâncias sólidas. Para algumas aplicações, ainda não há soluções com garantias de exatidão, como, por exemplo, nas exigidas em mineração. O radar é uma opção para o emprego na medição desses níveis de sólidos. Sua desvantagem concentra-se no ambiente de propagação, onde grandes quantidades de poeiras atenuam o sinal de recepção, podendo alterar os valores medidos.

Os radares podem atender a diversas aplicações das medidas de sólidos, mas também em medições de líquidos que possuam algum fator que possa interferir na medida, seja temperatura, presença de vapores e pressão. Sua importância pode ser ainda traduzida pelo crescimento de aceitação entre os usuários. A partir de 2007 houve um crescimento

praticamente linear da ordem de 100 milhões de dólares nos investimentos durante um prazo de cinco anos, alcançando o patamar de 450 milhões de dólares[1].

#### **1.4 Índices de confiabilidade e manutenção**

O desempenho e confiabilidade dos instrumentos para medir nível são aspectos importantes. Além do custo de aquisição, de aferição e de manutenção, outros fatores podem ser decisivos no tipo de tecnologia a ser adquirida. Os radares são robustos e precisos, envolvendo um custo de manutenção e aferição somente após um longo tempo de uso, justificando ainda mais sua aplicação. Destaca-se também por possuir diagnósticos no transmissor, ou seja, os dados recebidos podem fornecer informações e indicações remotas, como nível em que a substância encontra-se no tanque, problemas operacionais, como de fiação, memória, tempo de resposta, entre outras.

Considera-se no índice de confiabilidade a aplicação correta do equipamento, excluindo problemas que ocorram devido à substância medida. O custo total da operação pode ser ainda mais reduzido quando as indústrias estabelecerem um tipo de manutenção planejada. Isto pode ser conseguido através de parâmetros que indiquem o desempenho de modo sistemático, visando definir a necessidade ou não de intervenção. Nem todas as indústrias se preocupam com este tipo de manutenção, que acabam refletindo em acréscimos de despesas e excessivas paradas no processo e na produção.

#### **1.5 Conteúdo e desenvolvimento do trabalho**

No capítulo 2 faz-se um estudo bibliográfico sobre os medidores de nível quanto a sua classificação, sistemas e características de medição até descrição dos tipos de medidores de nível encontrados. No capítulo 3 são expostos fundamentos do radar com a finalidade de fornecer o embasamento para a descrição do método proposto.

No capítulo 4 há a demonstração do método para melhoria da resolução da faixa de alcance para o modelo discutido de radar. A intenção é demonstrar maior exatidão para a utilização de radares de onda contínua com modulação em frequência. Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões, contribuições e propostas de trabalhos futuros sobre o tema.

# Capítulo 2

## Medição de nível

### 2.1 Introdução

Para uma planta industrial operar com eficiência, deve ser mantido um alto grau de controle sobre o processo. Para isso, são empregados diversos sistemas de medição, fornecendo informações freqüentes e atualizadas das variáveis envolvidas. Todos os dados fornecidos, seja o nível de um tanque ou a temperatura nas diversas fases, auxiliam na garantia da produtividade e, conseqüentemente, da competitividade. A necessidade de fabricar produtos com maior qualidade, aliados a custos reduzidos, exigem implementação de sensores confiáveis para acompanhar determinado processo.

O nível de uma substância ou de um produto talvez não seja a variável medida mais utilizada na indústria, mas sim a que possui maiores recursos disponíveis no mercado. Sua medição varia em complexidade, desde simples bóias até radares, tema deste trabalho. Além disso, podem ser utilizados dispositivos sem contato com o produto, pois são menos propensos a danos do que outros modelos. A opção de medidores que não exijam contato é, normalmente, a alternativa viável quando estiverem envolvidas substâncias voláteis, explosivas ou sujeitos a altas temperaturas.

As soluções para medição de nível são vastas e podem ser aplicadas de acordo com produto a ser verificado, de acordo com as variáveis do processo e com o custo do equipamento. Os medidores utilizados na indústria podem ser classificados também pelo sistema de medição, conforme a operacionalidade e as características da superfície medida.

Para facilitar o entendimento são descritos alguns conceitos de engenharia e o detalhamento dos tipos de medidores mais utilizados.

## **2.2 Classificação dos medidores de nível**

### **2.2.1. Apresentação geral**

Em função da evolução tecnológica, dos níveis de exigência das diversas aplicações industriais, dos requisitos e normas de segurança, foram desenvolvidos diversos instrumentos de medição de nível com exatidões em torno de  $\pm 0,5\text{mm}$ . No controle de processo das indústrias, define-se nível como sendo uma posição de uma mistura entre dois meios, podendo ser líquido, sólido ou a combinação entre ambos. Geralmente, a medição de nível nas indústrias tem objetivo de determinar a altura da coluna de um reservatório, onde o meio quase sempre é líquido.

O sistema de medição varia em complexidade desde simples réguas, bóias, controles visuais, pressões diferenciais até indicações remotas, por registradores e por instrumentos automatizados. A escolha da tecnologia deve ser definida a partir da exigência do processo industrial. Não há regras para a escolha do método, apenas as características que condizem com a medição mais eficaz. Existe grande variedade de métodos, sistemas e instrumentos que permitem atender tais objetivos com precisão, exatidão e incertezas pré-estabelecidas [2-3].

### **2.2.2 Sistemas de medição**

Existem dois sistemas de medição utilizados nos processos industriais: o sistema de medição direta, empregado quando as superfícies são visíveis no decorrer do processo, e o sistema indireto, aplicado para situações em que as superfícies não podem ou não precisam ser visualizadas. A medição direta emprega réguas, bóias, visores de nível, etc.. Para o método indireto utilizam-se recursos que envolvem variação de capacitância, equipamento de ultra-som, técnicas de pesagem, aparelhos para determinar a pressão diferencial e instrumentos que detectam a onda eletromagnética, como o radar.

No que diz respeito à operacionalidade, as medições podem ser realizadas de forma contínua ou discreta. Na medição contínua, o sistema fornece uma saída contínua no tempo, proporcional às flutuações do nível. Quando a opção for pela forma discreta, têm-se valores em intervalos de tempo e estados pré-estabelecidos, com resultados que serão posteriormente trabalhados para se ter a informação sobre a medida de interesse.

Em medições de nível de material sólido, encontram-se diversas dificuldades. Em primeiro lugar, tem-se a descontinuidade que ocasiona variação de sua massa específica.

Dependendo de suas características tem-se ainda a granulometria e a higroscopia, que determina o grau de umidade. Na obtenção de nível de grãos, o ângulo de talude impede que o enchimento e o esvaziamento de cones sejam bem determinados, o que provoca mudança na superfície medida. Outros fatores, como a taxa de escoamento, o ataque aos captores, particularmente gases e poeira desprendidos pelos sólidos, choques e vibrações, também dificultam muito a obtenção do nível correto do material.

### **2.2.3 Características da medição de nível**

O termo medição de nível pode ser dividido em três categorias [2-3]: apenas detecção, somente para controle ou apenas com indicação da variável. A detecção consiste em apresentar um sinal em dois estágios: ligado ou desligado. Esta forma pode ser apresentada por sinais elétricos processados através de relés ou com saídas fornecidas por circuitos eletrônicos transistorizados que operem em situações de saturação ou de corte. Na categoria de controle, comparam-se as atividades realizadas com as que foram planejadas. Pode-se obter nesta característica um controle de nível mínimo e máximo ou de todo nível do tanque analisado. Para isto, verifica-se a saída analógica do instrumento, geralmente identificada em forma de um valor de corrente ou de tensão. Por fim, na categoria de indicação, descreve o valor da variável em qualquer instante desejado. Estão disponíveis vários métodos, desde os que empregam sinais analógicos até os sistemas digitalizados, empregados em redes industriais.

## **2.3 Medidores de nível**

A medição pode ser mais complexa que simplesmente a determinação da presença ou ausência de um fluido em uma determinada altura. Para medir de modo exato e confiável, devem ser conhecidos os parâmetros do tanque, as propriedades físicas e químicas das substâncias, as características eletrônicas dos sinais utilizados na comunicação e finalmente escolher o sistema mais adequado às necessidades. É possível se medir diretamente o nível contido ou medir o espaço vazio e deduzir o nível por subtração. Há vários parâmetros para a escolha do melhor método de medição. Entre eles, destaca-se a unidade de interesse, o tipo de produto, o modelo de sensor, as condições de pressurização em que se encontram o tanque. Pode ser necessário conhecer a altura da substância a ser medida, seu volume, sua massa ou o peso. Na fixação dos parâmetros relativos ao tipo de substância, freqüentemente especifica-se se o estado é líquido ou sólido, se está em condições de pureza ou não, se existem ou não

contaminantes que alterem a medição. Todos estes fatores influem direta ou indiretamente na escolha do tipo de sensor.

Diversas tecnologias foram desenvolvidas para medição, tanto para substâncias sólidas quanto para líquidas [2,4]. A escolha é determinada por alguns fatores, como o custo de aquisição, de manutenção, de instalação e de calibração dos instrumentos, a precisão e a exatidão exigidas nos resultados, a forma de medição a ser adotada, se discreta ou contínua, se direta ou indireta. É preciso, também, definir com rigor as grandezas a serem verificadas, como pressão, vibração, temperatura, entre outras. Cada uma determinará os tipos de sensores e as formas de medição a serem empregados. Dentro desta idéia, desenvolveram-se técnicas empregando tipos especiais de sensores, que incluem medições por ultra-som, por radares, através de variação de capacitância, etc..

Neste trabalho, serão discutidas medições sem contato, empregando sinais obtidos por meio de um radar e uma proposta para melhorar sua aplicabilidade. Este instrumento destaca-se por ser robusto e apresentar resultados de elevada confiabilidade. De acordo com o processamento de sua portadora, destacam-se os modelos que trabalham em regime pulsado e os que operam em onda contínua modulada em frequência (radar modelo FMCW, de *frequency modulation continuous wave*). Em sua aplicação como instrumento de medição de nível, empregam ondas eletromagnéticas na faixa de microondas com baixa potência.

Em aplicações industriais, este sensor é montado no topo do recipiente a ser monitorado e seu feixe é dirigido para baixo, perpendicular à superfície do líquido. Isto faz o sinal enviado ser refletido e retornar diretamente para o sensor. É necessária a escolha da antena mais apropriada, deve-se ter informações corretas das dimensões do tanque e do tipo da substância a ser medida. Como vantagens, não precisam ter contato com o fluido, não requer licença legal para seu uso, apresenta alta precisão, utiliza antena externa isolada do processo e não tem necessidade de recalibração do instrumento quando se alterarem as condições do processo.

## **2.4 Aplicações em medições de nível**

Para caracterizar a utilização do radar FMCW para medição de nível, tem-se como exemplo a visita à Companhia Siderúrgica Nacional (CSN). Localizada na cidade de Volta Redonda, a CSN fabrica aço bruto e laminado e possui em sua área de produção inúmeros medidores de nível, dentre os quais se destaca o modelo especificado de radar. Na Figura 2.1, ilustra-se uma aplicação para medição de nível da quantidade de carga depositada no autoforno. É empregado para medir a quantidade de coque necessária para a composição do

aço e em vários setores da empresa. Na Figura 2.2, observa-se outra sonda de radar utilizada para medição de nível da carga do vagão torpedo, responsável pelo transporte do ferro gusa. A Figura 2.3 ilustra como pode ser integrado o controle de medição em uma indústria. Tem-se um supervisor com a indicação de nível de dois autoforos responsáveis pela fabricação do ferro gusa.



**Figura 2.1** - Medidores de nível tipo radar sem contato utilizado na carga de autoforno da Companhia Siderúrgica Nacional, em Volta Redonda ó RJ.



**Figura 2.2** - Medida de nível da quantidade de carga do vagão torpedo verificado na Companhia Siderúrgica Nacional.



**Figura 2.3** - Sistema supervisorío para aquisição de dados.

# Capítulo 3

## Fundamentos do radar

### 3.1 Introdução

Serão demonstrados os fundamentos do radar aplicados à medição de nível. Discutem-se aspectos teóricos de eletromagnetismo [6-7,9], a interação da onda eletromagnética com o meio, bem como suas características de propagação [8,11]. Conceitos sobre geração e transmissão do sinal de microondas são sucintamente abordados [8,12]. O objetivo é dispor de imediato de alguns conhecimentos técnicos sobre os princípios do radar e o comportamento da onda eletromagnética na transmissão e na reflexão em superfícies conhecidas. Uma ênfase maior é dada para a faixa de microondas (300MHz-300GHz), região do espectro eletromagnético em que se desenvolveram diferentes modelos de radar, incluindo os que serão empregados em medições de nível.

### 3.2 Desenvolvimento histórico

O radar, palavra formada por *radio detection and ranging*, teve seus princípios básicos já demonstrados em 1886 por Heinrich Hertz (1857-1894). Empregando a teoria eletromagnética de Maxwell e vários experimentos com objetivo de demonstrá-la, Hertz descobriu a similaridade das propriedades das ondas de rádio e ondas ópticas. Comprovou que as ondas de rádio podem ser refletidas por componentes metálicos e por diferenças de características eletromagnéticas entre meios sucessivos. A primeira construção de um radar foi em 1904 pelo alemão Christian Hulsmeyer (1881-1957). Seu objetivo era implementar um equipamento de auxílio a navegação, com intuito de evitar a colisão entre navios. No



entanto, seu produto de baixa precisão e difícil construção não obteve o êxito esperado, despertando pouco interesse [22-23].

Um grande impulso ao desenvolvimento de radares foi durante a década de 1930. Simultaneamente, Estados Unidos, Inglaterra, França e Alemanha passaram a atuar na detecção aérea e naval de alvos, obstáculos, etc. Neste sentido, grande estímulo foi resultante das novas tecnologias que foram surgindo e sendo aprimoradas após a I Guerra Mundial. Nas aplicações militares e de segurança, esses novos processos permitiram viabilizar navegação aérea em maiores altitudes, com aviões capazes de transportar maior quantidade de carga, garantir maior segurança de navios, obter informações de grande relevância na prevenção de ataques inimigos, entre outras aplicações [22].

A Inglaterra, nos anos da II Grande Guerra, manteve o desenvolvimento do radar concomitante com os americanos. Buscava, porém, maior exatidão para suas necessidades de defesa, devido à sua posição mais vulnerável a ataques aéreos. Sir Wattson-Watt (1892-1973), físico escocês, propôs um novo método de detecção e localização que determinou o início da tecnologia de radar pulsado. Em 1935, surgiram os primeiros testes com esse sistema para emprego em situações de conflito. Os radares forneciam informações como velocidade, distância e direção do ataque. Assim, houve um aumento na proteção a civis e militares durante os bombardeios constantes vindo dos ataques alemães, justificando a importância do instrumento.

O primeiro radar operacional para defesa antiaérea americana surgiu em 1938, desenvolvido nos Estados Unidos e identificado como modelo SCR268. Aparentemente, esse projeto cobriria as especificações do radar, no que se refere à faixa de alcance, receptividade do eco e qualidade de detecção. Ainda não atendia às características de exatidão nos ângulos indicados na recepção do eco. Surgiram outros modelos que atendiam os requisitos de direção e de alcance, como o SCR-584 e o SCR270, mais tarde utilizados nas informações relativas ao ataque a Pearl Harbor [23].

Diversas outras situações demonstraram a necessidade de radares durante a II Guerra Mundial. Como exemplo, cita-se o sistema de radar *Chain Home* utilizado na Batalha da Inglaterra para proteger Londres, o estuário do Tâmesa e, posteriormente, estendido para cobrir parte do sul, do leste da Inglaterra e da Escócia. Esse sistema operava nas faixas de radiofrequência, em torno de 22 MHz e 28 MHz, não atingindo a região de microondas. Mesmo assim, os resultados e experiências desenvolvidas tiveram grande importância no aprimoramento dos novos equipamentos. No final da guerra, a tecnologia de microondas

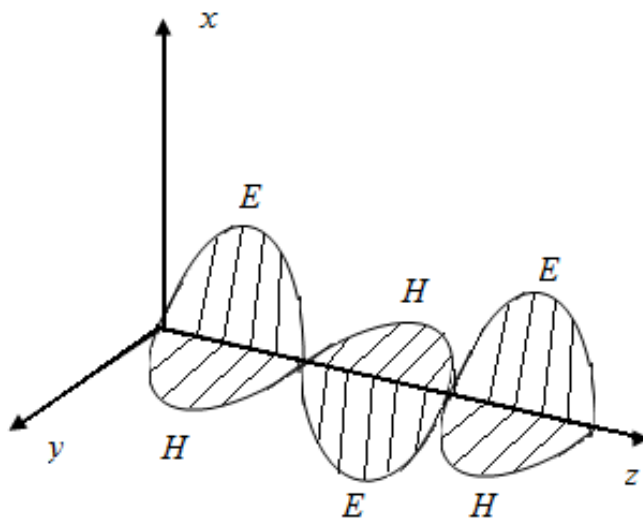
passou a ser mais bem dominada, sugerindo a evolução dos sistemas para emprego dessa faixa do espectro eletromagnético. Os modelos originais não dispunham de grandes sofisticações, mas operavam livres de contramedidas eletrônicas (ECM), uma vez que os alemães não conheciam essa nova tecnologia. Durante os anos seguintes, o desenvolvimento foi muito acentuado, com portadoras em microondas, garantindo maior alcance e melhor controle sobre eventuais interferências nos sinais recebidos [22].

As tecnologias cresceram rapidamente, estimulando a fabricação de aviões militares com vôos mais baixos e velozes, na tentativa de neutralizar a ação dos novos equipamentos detectores. O problema ficou insolúvel por determinado período e a defesa aérea tornou-se uma tarefa ainda mais difícil. Em função da melhoria e da exatidão do processamento de sinal, os radares acabaram sendo instalados na própria aeronave. Os períodos de guerra e de pós-guerra incentivaram o aprimoramento progressivo de diversas novas tecnologias, incluindo o radar, essencial nos dias de hoje para aplicações militares, de segurança, em controles de velocidade, posicionamento, no transporte e em vários processos industriais.

Significativas contribuições ocorreram com o progresso da tecnologia digital a partir da década de 1970. Surgiram as primeiras aplicações para medição de nível com o uso desse recurso em processos industriais. Inicialmente, optou-se pelo radar de onda contínua modulada em frequência (FMCW) para medir nível em tanques de petróleo. A partir da década de 1980, surgiram novas aplicações, porém ainda com custos inviáveis. Desde 1997, a medição de nível utilizando radar tornou-se mais conhecida no campo de instrumentação. Os desenvolvimentos de medidores com esse processamento e a custos mais acessíveis justificam seu uso cada vez mais intenso em indústrias alimentícias, petroquímica, entre outras de grande importância [4].

### **3.3 Propagação das ondas eletromagnética**

De acordo com as equações de Maxwell, as ondas eletromagnéticas envolvem a presença de um campo elétrico e um campo magnético variáveis no tempo que se induzem mutuamente e propagam-se no espaço [8,11]. A geração desses campos pode ser a partir de uma corrente elétrica que varie no tempo. A onda eletromagnética emitida possuirá a mesma frequência dessa corrente. O campo elétrico e magnético são perpendiculares entre si e vibram em um plano perpendicular à direção de propagação (Figura 3.1). Em conjunto com a direção de propagação, formam um sistema dextrógiro a contar do campo elétrico.



*E* Campo elétrico  
*H* Campo magnético

*x-z* Plano de excitação do campo elétrico

*y-z* Plano de excitação do campo magnético

*z* Direção de propagação da onda eletromagnética

**Figura 3.1** *ó* Campo elétrico e campo magnético de uma onda propagando-se na direção *z*. Suas direções são tais que formam um sistema dextrógiro.

As ondas eletromagnéticas podem se propagar no espaço livre (vácuo ou ar), em linhas de transmissão, em guias de ondas, etc. Em um meio material, sua velocidade é menor do que a obtida no vácuo. A propagação depende de três propriedades do meio: permissividade [ ], permeabilidade [ ] e condutividade [ ], além das características físicas da onda eletromagnética como sua frequência e polarização. Maxwell demonstrou que a velocidade de propagação no vácuo é dada por:

$$c_{\text{vácuo}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad (3.1)$$

Sendo  $\mu_0$  permeabilidade no espaço livre  $4\pi 10^{-7}$  H/m e  $\epsilon_0$  permissividade no espaço livre  $8,854 \times 10^{-12}$  F/m Portanto, a velocidade de propagação no vácuo equivale a:

$$c = 2,99792458 \times 10^8 \cong 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (3.2)$$

valor correspondente à velocidade da luz. A velocidade de propagação de uma onda em outro meio depende da permeabilidade, da permissividade e da condutividade do material [11]. Em dielétricos perfeitos, onde a condutividade é nula, o valor é independente da frequência. Em dielétricos reais, este parâmetro é pequeno, porém diferente de zero. Quase não afetará a velocidade de propagação, mas tem influência sobre as amplitudes dos campos elétrico e magnético.

### 3.4 Interações do campo eletromagnético com o meio

Na propagação da onda eletromagnética em um meio real, os campos elétrico e magnético sofrem modificações em suas amplitudes e fases, conforme a distância percorrida. A frequência e as propriedades do meio, como a permissividade ( $\epsilon$ ), a permeabilidade ( $\mu$ ) e a condutividade ( $\sigma$ ), são fatores relevantes nestas alterações. Várias informações obtidas por sensores eletromagnéticos dependem da análise da propagação da onda, para garantir que as medições tenham a exatidão procurada. Considerando a necessidade de avaliar os efeitos do meio sobre a onda eletromagnética, os parâmetros mencionados serão discutidos resumidamente a seguir. [11-12,19].

#### 3.4.4 Permeabilidade magnética

As grandezas que quantificam o campo eletromagnético são definidas a partir da força que atua sobre uma carga elétrica em movimento. As grandezas fundamentais são a indução magnética  $\vec{B}$  e o campo elétrico  $\vec{E}$ , ambas grandezas vetoriais associadas às características do material e às causas que deram origem ao campo. A indução magnética depende das orientações dos movimentos dos elétrons no meio. Seu valor é diretamente proporcional à *permeabilidade magnética* que, no caso geral, difere do valor encontrado para o vácuo. Costuma-se comparar o valor correspondente ao meio de interesse com o do vácuo, da forma

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (3.3)$$

sendo  $\mu_r$  permeabilidade relativa, uma característica do meio. Na maior parte dos meios encontrados, seu valor é muito próximo da unidade, de maneira que a permeabilidade fica igual à do vácuo. As diferenças ocorrem em meios ferromagnéticos, ferrimagnéticos e outros tipos especiais.

#### 3.4.5 Permissividade elétrica

Quando se submete um material ao campo elétrico ocorre polarização de seus átomos e moléculas. Esta propriedade é determinada por um parâmetro do meio denominado permissividade. No vácuo, seu valor é

$$\epsilon_0 = \frac{1}{c^2 \mu_0} \quad (3.4)$$

sendo  $c$  velocidade da luz dada em (3.2) e  $\mu_0$  a permeabilidade magnética no vácuo. Em outros meios, a permissividade é calculada por:

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (3.5)$$

onde  $\varepsilon_r$  é a permissividade relativa ou constante dielétrica, própria de cada meio ou material. Em geral, é constante em baixas frequências, porém modifica-se para frequências muito elevadas. No ar, seu valor é muito próximo da unidade, de modo que fica praticamente igual ao valor no vácuo. Em condições normais de temperatura, pressão e umidade, a diferença é da ordem de  $7 \times 10^{-4}$  para maior. Na água, em baixas frequências, seu valor é da ordem de 80. Em outros materiais, como madeira, plástico, o solo, etc., os valores são os mais diferentes possíveis. [8,11-12].

Na prática, as propriedades dielétricas incluem uma componente que influi na perda de potência no meio. Esta componente representa uma parte imaginária da permissividade. Nesta situação geral, a constante dielétrica do meio assume uma característica complexa, com a parte imaginária negativa, na forma

$$\varepsilon_r = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (3.6)$$

onde  $\varepsilon''$  é muito menor do que a parte real quando o material apresentar baixas perdas. Sempre que isto ocorrer, a velocidade de propagação da onda no meio fica determinada pela parte real, através de

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r \varepsilon'_r}} \quad (3.7)$$

em que  $c_0$  representa a velocidade no vácuo.

As propriedades dielétricas dos materiais podem sofrer variações por diversos fatores, como frequência, amplitude do campo elétrico aplicado, temperatura, densidade e até mesmo a estrutura de cada material. Em um ambiente gasoso, verificam-se também efeitos causados pela temperatura e pressão.

### 3.4.6 Condutividade elétrica

A condutividade elétrica ( $\sigma$ ) é outra importante propriedade do material, sendo expressa em siemens por metro (S/m). Determinará a facilidade de deslocamento de cargas elétricas livres no meio sob ação de um campo elétrico. Esta propriedade também influencia no comportamento do campo eletromagnético. Depende das características de cada meio e determina a classificação dos materiais quanto ao seu comportamento em relação ao movimento de cargas. Para condutores perfeitos, seu valor é infinito, impossibilitando a presença de campo eletromagnético em seu interior. Em um dielétrico perfeito, sem cargas elétricas livres, a condutividade é nula. Para meios classificados como condutores reais, como

por exemplo o cobre e o alumínio, a condutividade é muito elevada, da ordem de dezenas de megasiemens por metro, porém tem valor finito. Em termos práticos, estabelecem-se alguns critérios para indicar se o meio atua como condutor, dielétrico ou em nenhuma destas opções. Quando não for possível as duas primeiras classificações, identifica-se o material como quase condutor. Um critério para esta identificação obedece às relações a seguir [7] :

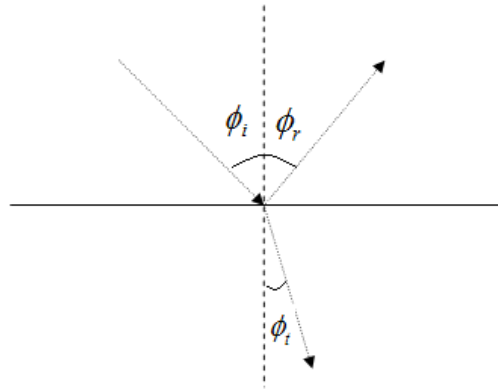
$$\begin{aligned}
 \sigma \geq 100\omega\varepsilon & \quad \rightarrow \quad \text{Meio condutor} \\
 \sigma \leq \frac{\omega\varepsilon}{100} & \quad \rightarrow \quad \text{Meio dielétrico} \\
 \frac{1}{100} < \frac{\sigma}{\omega\varepsilon} < \frac{\omega\varepsilon}{100} & \quad \rightarrow \quad \text{Meio quase condutor}
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

em que  $\omega = 2\pi f$  a frequência angular (rad/s),  $\sigma$  condutividade elétrica do meio e  $\varepsilon$  permissividade elétrica. Dependendo da frequência de operação, um mesmo material pode estar classificado em uma das situações indicadas [8].

### 3.5 Características de propagação da onda eletromagnética

A propagação das ondas eletromagnéticas em determinado meio sofre influências da permeabilidade, da permissividade, da condutividade elétrica e de outras características, incluindo as respectivas dependências com a frequência. Essas propriedades são responsáveis por atenuações, modificações nas características de fase do sinal, alterações na velocidade de propagação, etc.. Quando houver mudança no meio de propagação ocorrem outras propriedades associadas à propagação da onda. Todo esse comportamento é descrito pelas leis da teoria eletromagnética resumidas nas equações de Maxwell. Em caso de mudança de meio, as grandezas que descrevem o campo eletromagnético devem, ainda, satisfazer um conjunto de leis conhecidas como condições de contorno. [7-8,11]. No cumprimento destas condições, verifica-se que na interface de dois meios uma parte da energia eletromagnética retorna ao primeiro meio e outra é transferida para o segundo. A parcela que retorna constitui a onda refletida e o fenômeno é identificado como reflexão. A transferência para o segundo meio corresponde à refração. A Figura 3.2 é um esquema básico desta descrição. Os segmentos orientados indicam as direções das ondas incidente, refletida e refratada. Cada um destes fenômenos será discutido brevemente, com a finalidade de identificar termos que serão importantes na análise do funcionamento e aplicação do radar para medição. Por exemplo, os resultados por ele indicados estarão relacionados à parte da energia que retorna ao seu ponto

de transmissão. Isto é determinado pelo fenômeno da reflexão e de mecanismos associados às perdas de potência no meio. A amplitude dependerá, também, da quantidade de energia que é transferida para a substância, que, por sua vez, está associada ao fenômeno da refração.



**Figura 3.2** *6 Polarizações usadas nas análises das reflexões e refrações entre dois meios. Estão identificados os seguintes ângulos em relação à normal à interface dos dois meios:  $\phi_i$  é o ângulo de incidência,  $\phi_r$  é o ângulo de reflexão e  $\phi_t$  é o ângulo de refração.*

### 3.4.7 Reflexão

A reflexão indica parte da onda eletromagnética de retorno ao meio original, podendo incluir, em geral, alterações de fase e de amplitude. Dependendo das condições, são possíveis outras mudanças nas propriedades originais, como a polarização e a frequência. As amplitudes das componentes da onda refletida ficam determinadas pelo coeficiente de reflexão, que depende das diferenças entre as propriedades eletromagnéticas dos dois meios. Estas propriedades alteram uma característica do meio denominada impedância intrínseca. Esta nova grandeza relaciona as amplitudes das componentes do campo elétrico da onda com as correspondentes do campo magnético. Quando a incidência não for perpendicular à interface dos dois meios, o coeficiente de reflexão depende também do ângulo de incidência e do ângulo de refração. Para a aplicação do radar como instrumento de medição, na forma ilustrada na Figura 2.1, a incidência é perpendicular à superfície da substância a ser monitorada. Portanto, o cálculo da reflexão envolve apenas as impedâncias intrínsecas dos meios considerados, representadas pelos valores  $Z_1$  e  $Z_2$ . Neste caso, o coeficiente de reflexão é quantificado por:

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (3.9)$$

onde as impedâncias intrínsecas são obtidas com as características eletromagnéticas já descritas, da forma

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (3.10)$$

sendo  $j$  a unidade imaginária. Em (3.9), os índices 1 e 2 são relativos aos meios da onda incidente e da onda refratada, respectivamente. Quando o meio for dielétrico perfeito, desaparece o termo relativo à condutividade e este parâmetro assume um caráter de grandeza real pura:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (3.11)$$

Se a superfície de reflexão for de um condutor perfeito, em (3.10) encontra-se um valor nulo para a impedância intrínseca do meio 2. Como consequência, em (3.9) tem-se  $\Gamma = -1$  mostrando que toda a energia retorna ao primeiro meio. Em meios com características eletromagnéticas tais que  $Z_2 = Z_1$ , o coeficiente de reflexão é nulo e toda energia é transferida para o segundo meio. Quaisquer outras situações, enquadram-se entre estes limites e haverá reflexão parcial da onda emitida.

### 3.4.8 Refração

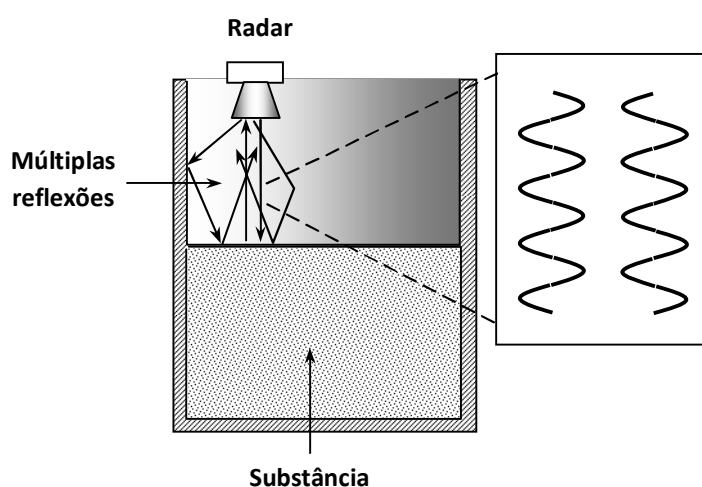
A intensidade da onda refratada determina também a diferença entre a intensidade das ondas incidente e refletida. Seu ângulo de transmissão em relação à normal depende do ângulo de incidência e, novamente, das características eletromagnéticas dos meios. Para meios com perdas, que possuem condutividades não nulas, as equações envolvem grandezas complexas como em (3.10). Parte da energia do campo refratado é convertida em calor, causando um decaimento na amplitude do campo transmitido [22]. Condições de máxima refração podem ser encontradas quando a orientação do campo elétrico da onda incidente estiver paralela ao plano de incidência. Como as medições que serão efetuadas relacionam-se com a onda refletida, não serão tecidas maiores considerações sobre o fenômeno da refração, exceto nos pontos em que influírem sobre a amplitude do campo refletido.

### 3.4.9 Interferências

Na região em que serão verificadas as medições, encontram-se simultaneamente os campos das ondas incidente e refletida. Ocorrerá a superposição das duas ondas, resultando em interferências. Em pontos em que as fases coincidirem, tem-se a interferência construtiva, com um campo resultante de maior amplitude. Quando a diferença de fase for múltipla ímpar de  $\pi$ , resulta em interferência destrutiva e, nesses pontos, o campo final praticamente anula-se.



Este fato está ilustrado na Figura 3.3, com indicação de algumas possibilidades de reflexões indesejáveis. No emprego do radar em medições de nível, este fenômeno pode ocasionar erros na identificação do sinal. Eventualmente, estas superposições podem ser decorrentes de reflexões extras nas paredes do recipiente. Por conseguinte, os erros de medição podem ter origem neste fato, exigindo um cuidado extra na instalação do equipamento. Experiências comprovam a possibilidade de minimização dos erros se a fonte de emissão for montada na metade do raio do tanque. Neste caso, o sinal a ser aproveitado é, predominantemente, oriundo da reflexão principal, vinda da superfície da substância [20].



**Figura 3.3 6** Interferências causadas por múltiplas reflexões, podem levar ao cancelamento do sinal de retorno

### 3.6 Interação do campo eletromagnético com os materiais

Partindo do princípio da conservação da energia, deve-se considerar que a potência do sinal refletido seja igual à potência do sinal incidente menos a do sinal transferido para a substância. O coeficiente de reflexão de potência é igual ao módulo do coeficiente de reflexão de campo ao quadrado. Partindo de (3.9) com a impedância de (3.11), chega-se às expressões para os coeficientes de reflexão e de transmissão. Como já mencionado, a interação eletromagnética com o meio depende de sua permeabilidade, da permissividade e da sua condutividade elétrica. O conhecimento destas propriedades, permite analisar as características de propagação, de reflexão e de refração no meio. Como abordado em outros pontos deste trabalho, é bem comum que os materiais sejam de tipo não-imantável e sua permeabilidade magnética é praticamente igual à do vácuo. Assim, a influência sobre a reflexão é dependente da permissividade do meio. Nestas condições, o coeficiente de reflexão de potência fica descrito por

$$\Gamma_p = |\Gamma|^2 = \left[ \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \right]^2 \quad (3.12)$$

Logo, as expressões para os coeficientes de transmissão e de reflexão de potência ficam:

$$T = 1 - \Gamma_p = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{4\sqrt{\epsilon_r}}{[1 + \sqrt{\epsilon_r}]^2} \quad (3.13)$$

$$\Gamma_p = 1 - \frac{4\sqrt{\epsilon_r}}{[1 + \sqrt{\epsilon_r}]^2} \quad (3.14)$$

onde (3.14) assume relevância na análise do sinal captado pelo radar. Observa-se a necessidade de conhecer-se a constante dielétrica do meio em que ocorrem as reflexões. Na Tabela 3.1 apresentam-se os valores para alguns meios comuns [20].

**Tabela 3.1.** Constantes dielétricas para alguns meios comuns, em condições normais de temperatura, pressão e umidade.

Material	Constante Dielétrica
Ar	1.000633
Vácuo	1
Água (20°C)	80
Gelo (-3°C)	3
Etanol	1.001503
Areia Seca	2.5
Papel	4.00 a 6.00

Nas análises de transmissão de sinais, costuma-se quantificar a atenuação pela relação entre as amplitudes dos campos. Esta relação normalmente é expressa em decibels, da forma [8]:

$$A_e = 20 \log \left( \frac{E_2}{E_1} \right) \quad (3.15)$$

indicando valores negativos quando  $E_2$  for menor do que  $E_1$ . O usual é considerar que o numerador seja o valor maior, de maneira que a atenuação fique representada por valores positivos. Considerando que a potência e a densidade de potência de um campo eletromagnético é proporcional ao quadrado das respectivas amplitudes, a relação anterior pode ser modificada para:

$$A_p = 10 \log \left( \frac{P_2}{P_1} \right) \quad (3.16)$$

Quando o material a ser medido tiver baixa condutividade, parte da energia é transferida para o segundo meio e este fato afetará o nível de retorno ao radar. Este fato deve ser levado em conta, considerando que haverá necessidade de quantificar o sinal obtido mesmo nessas condições desfavoráveis. Neste trabalho, será demonstrado um procedimento matemático para estabelecer a confiabilidade das medições, mesmo em presença de perdas significativas do nível do sinal de retorno.

### **3.7 Composição de um sistema de microondas**

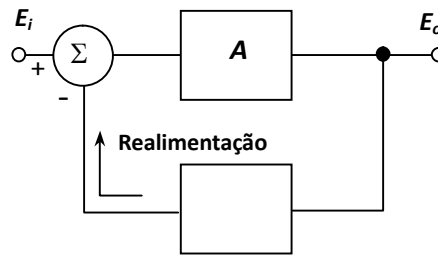
#### **3.7.1 Apresentação geral**

O radar é formado por um sistema de transmissão e recepção operando em microondas e empregando diversos componentes e subsistemas. Alguns desses componentes não atuam diretamente no circuito, mas são essenciais para o desempenho correto do equipamento. Entre eles, destacam-se as antenas, guias de ondas, circuladores, etc.. Outras partes atuam diretamente sobre as características de toda a operação, desde a geração, a formatação, a emissão e a recuperação do sinal. Podem ser citados os circuitos de oscilação, de modulação, de amplificação, os misturadores, detectores, subsistemas para controle, e assim por diante. Com objetivo de destacar as influências no processo de medição, serão descritas as funções e as características de cada um deles.

#### **3.7.2 Geração da onda portadora**

O *oscilador* é um circuito eletrônico capaz de gerar o sinal de microondas que atuará como portadora nos processos de transmissão e recepção. Um circuito comum para esta finalidade é o oscilador controlado por tensão (VCO) [14-15]. De um modo geral, o oscilador pode ser construído a partir de um amplificador (A) combinado com uma estrutura de realimentação ( ), como ilustrado na Figura 3.4. O sinal de realimentação, obtido a partir do sinal de saída, é reaplicado na entrada do amplificador. Combinando fase e amplitude, é possível obter o sinal de saída sem necessidade de aplicação do sinal de excitação ( $E_i$ ). Neste caso, por processos internos dos componentes, o circuito gera sua própria excitação e tem-se o comportamento de um oscilador. Sua oscilação é somente obtida quando o ganho do circuito de amplificação combinado com as características do elo de realimentação satisfizer a denominada *condição de Barkhausen*:

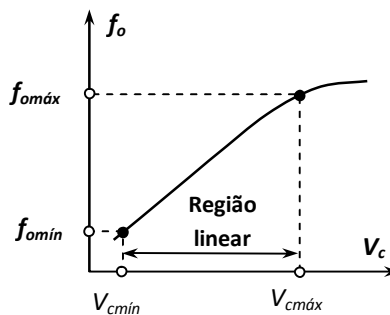
$$A\gamma = 1 \angle 0^\circ \quad (3.17)$$



**Figura 3.4 6** Circuito oscilador obtido de um amplificador (A) e uma estrutura de realimentação

Nos osciladores controlados por tensão, na estrutura de realimentação incluem-se os diodos semicondutores especiais denominados *varicaps* ou *varactores*. Estes componentes quando reversamente polarizados sofrem alterações na capacitância em função da tensão aplicada. Conseqüentemente, a condição de oscilação ocorre na frequência em que se satisfaça a condição de Barkhausen. Diversas são as configurações de osciladores controlados por tensão. Pode ser discreto ou integrado, com controle analógico ou digital, de baixa frequência ou em radiofrequência.

Em radares FMCW, objeto deste trabalho, a acurácia na medida é fundamental. Para tanto, é de grande relevância as características de comportamento linear dos componentes. De um modo geral, o VCO deve apresentar boa linearidade na variação da frequência de saída para que haja identificação do sinal de retorno com mínimo erro. Caso não exista essa linearidade, a largura de seu espectro fica consideravelmente aumentada, dificultando a identificação da distância medida. A curva característica típica desejada para um VCO com esta finalidade seria a ilustrada na Figura 3.5.



**Figura 3.5 6** Comportamento típico dos valores da frequência de saída de um oscilador controlado por tensão, com destaque para a região linear.

Em função da possibilidade de variação da frequência de saída a partir da tensão aplicada em determinados componentes, uma das utilidades do VCO é operar também como modulador e demodulador em frequência. Estas aplicações são fundamentais para o radar

FMCW, pois a variação da tensão resulta na variação controlada da frequência a ser utilizada e vice-versa. É importante observar que nos radares FMCW o oscilador local é substituído por uma amostra do sinal transmitido.

### 3.7.3 Modulação da portadora

A modulação é um processo pelo qual se tem opção de alterar algumas características de uma onda portadora, de conformidade com as informações a serem transmitidas. Em um equipamento transmissor, esta função é exercida pelo *modulador*. As características usuais modificadas pelo sinal da informação são a fase da portadora (modulação em fase, identificada pela sigla PM), a amplitude (modulação em amplitude ou AM) e a frequência (modulação em frequência, representada como FM). Este procedimento é utilizado para adequar a informação a um conjunto de exigências para melhor eficácia da transmissão. Com o advento e evolução da tecnologia digital, foi possível, ainda, incluir dados capazes de efetuar correções em seu processamento como integrantes do sinal de modulação.

Em radares FMCW, utiliza-se a modulação em frequência e mantém-se a amplitude da portadora constante. Nesta técnica, a frequência da portadora sofre alterações em função da amplitude da informação, referida genericamente como *signal modulante*. Quando a amplitude desse sinal variar, a frequência da portadora modifica-se em relação à frequência central. A frequência do sinal modulante ( $f_m$ ) não altera a frequência da portadora, mas incide sobre seu desvio de frequência ( $f$ ), no qual está contida a informação a ser transmitida. Corresponde ao valor máximo que pode ser acrescentado à portadora. Este desvio está relacionado com a amplitude do sinal modulante. Ao se efetuar a análise da portadora modulada no domínio da frequência, suas componentes estendem-se até o infinito, teoricamente. Os valores considerados serão apenas aqueles com amplitudes significativas, a partir dos quais não há vantagens na inclusão dos outros. Quando o sinal for processado em maiores larguras de faixa, obtém-se maior fidelidade na recuperação da informação [15,17].

Uma vantagem da modulação em frequência é o fato de a potência do sinal permanecer constante antes e depois do processo de modulação, independente da informação. Aparecem muitas faixas laterais na descrição do sinal composto e sua potência distribui-se nas faixas laterais geradas. Desenvolveram-se algumas opções, de acordo com a largura de faixa útil na transmissão do sinal com fidelidade, destacando-se a *modulação em faixa estreita* e em *faixa larga*. A definição é estabelecida em função da relação entre o desvio de frequência

( $\Delta f$ ) e a frequência do sinal modulante ( $f_m$ ), fator comumente definido como *índice de modulação* ( $\beta$ ):

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (3.18)$$

O número de frequências significativas dependerá do índice de modulação e, conseqüentemente, a largura de banda também dependerá deste parâmetro e da frequência do sinal modulante. Para a modulação em faixa estreita, o índice é limitado a 0,2. Sua largura de banda é pequena, aproximando-se dos valores correspondentes à modulação em amplitude. Tem sido mais aplicado em comunicações móveis onde é crítica a limitação de espectro. Pode-se demonstrar que a relação sinal-ruído ( $S/N$ ) neste tipo de técnica de modulação é proporcional ao quadrado do índice de modulação [15,17], a opção por faixa larga é mais utilizada, procurando-se um compromisso entre banda ocupada e desempenho relativo ao ruído. Normalmente, consideram-se as frequências laterais iguais ou superiores a 1% da amplitude da portadora sem modulação. O número de pares de faixas laterais ( $n$ ) é

$$n = \beta + 1 \quad (3.19)$$

sendo os valores superiores a  $n$  desconsiderados devido à potência ser insignificante. Dentro deste critério, a largura de faixa é obtida por:

$$BW = 2nf_m = 2(\Delta f + f_m) \quad (3.20)$$

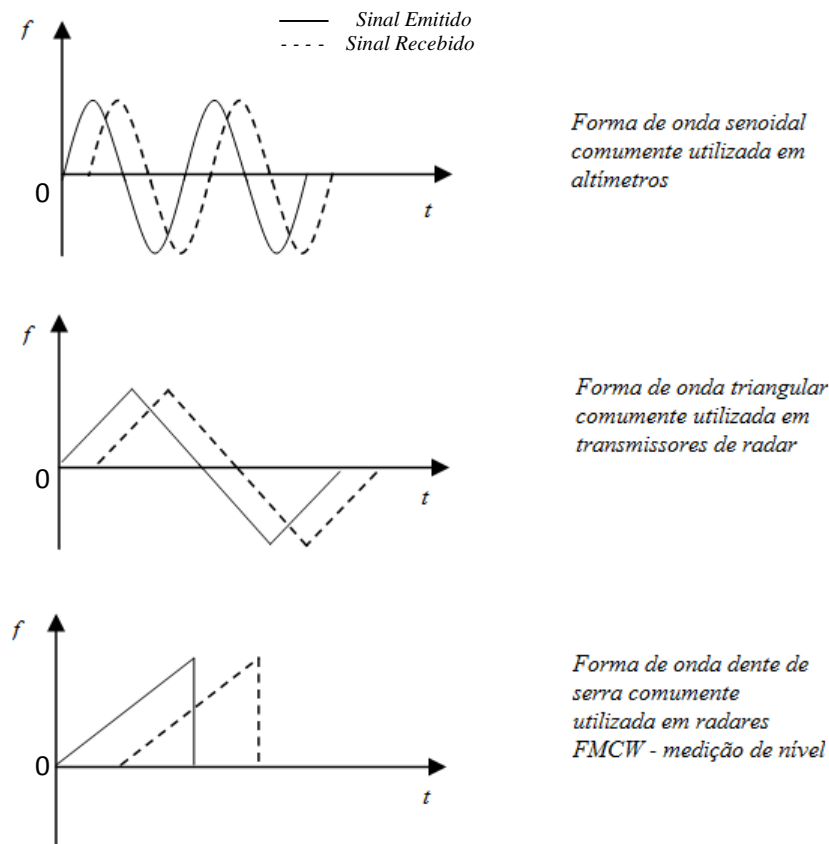
Conceitualmente, as modulações em frequência e em fase estão relacionadas por possuírem grandes semelhanças. Ambas agem sobre a fase instantânea da portadora e são classificadas genericamente como modulação angular. Na modulação em fase, o ângulo da portadora é modificado em função do sinal modulante. Como exemplo, admite-se um sinal descrito no tempo como  $e(t) = E_0 \cos \Theta(t)$ , onde  $\Theta(t)$  é um argumento que inclui a influência do sinal modulante sobre a fase. É possível definir uma variação  $F(t)$  que determina o argumento instantâneo e que pode ser uma função linear, senoidal, etc. As variações da frequência instantânea e na fase correspondentes obedecem a:

$$f_i(t) = \frac{dF(t)}{dt} \quad (3.21)$$

$$F(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_i(t) dt \quad (3.22)$$

A frequência instantânea  $f_i(t)$  está em função da variação instantânea da fase  $F(t)$  em determinado intervalo de tempo. Varia em torno do seu valor central proporcionalmente ao sinal modulador. Estas relações serão fundamentais na utilização do radar nos processos de medição.

A utilização deste tipo de modulação em radar FMCW está relacionada com o espectro de frequência ocupado. Para maior distinção do sinal no domínio do tempo, o espectro do sinal transmitido deve ser bem amplo, informações colhidas com as análises no domínio da frequência, a partir do emprego das transformadas de Fourier. Como o desvio de frequência está relacionado à informação, quanto o maior o seu valor em um dado intervalo de tempo, maior será a precisão de medida no intervalo de tempo de trânsito e maior o espectro transmitido. Esta precisão é relacionada, também, com a resolução do medidor e tem-se relatado valores em torno de 1mm. A modulação em frequência facilita na identificação dos dados, em função de maior largura de faixa, como relaciona fatores importantes no processamento do sinal de retorno, como a diferença entre as frequências transmitida e recebida.



**Figura 3.6** Diferentes formas para modulação em frequência, em função do formato desejado para os valores instantâneos de frequência.

Diversas são as maneiras de realizar a modulação em frequência. As formas de modulação comuns são a senoidal, a onda dente-de-serra e o sinal de formato triangular. (Figura 3.6). A modulação com onda dente-de-serra é vantajosa devido à facilidade nas identificações de distância e de velocidade. Obtém-se a periodicidade e linearidade na modulação, fatores essenciais para a aplicação proposta para este radar.

### **3.7.4 Amplificação do sinal do radar**

O amplificador é empregado em quase todos os circuitos eletrônicos para aumentar a amplitude de um sinal até o valor conveniente a determinada aplicação. Sua sensibilidade depende da quantidade de estágios que o integra, do ganho de cada um, da resposta em frequência, do relacionamento do sinal com os ruídos presentes em qualquer processo, etc.. Todos estes elementos são levados em conta no projeto e na construção desta parte do sistema. O valor de potência fornecida na saída do sinal determinará o alcance do radar. Durante a recepção, os estágios que processarão níveis menores de potência, como os envolvidos na entrada do sinal, devem apresentar elevadas relações sinal-ruído, para estabelecerem distinções confiáveis entre o sinal e eventuais espúrios que estiverem presentes [13].

### **3.7.5 Atenuações do misturador e do detector**

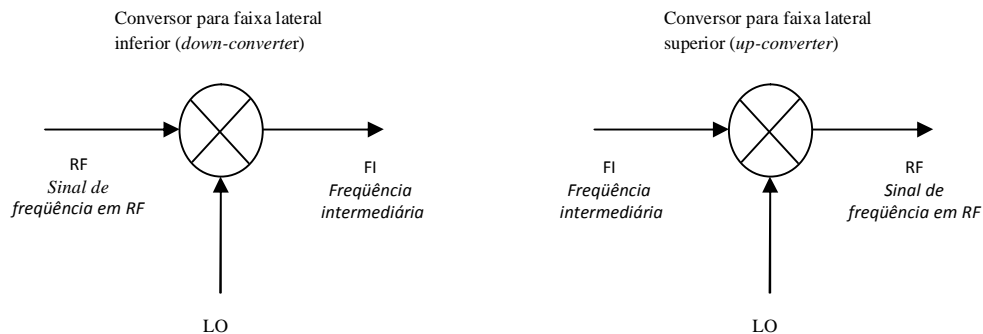
O misturador é um circuito eletrônico utilizado para conversão de frequência, entregando em sua saída um valor diferente do correspondente ao seu sinal de excitação. Pode-se efetuar a modificação para uma frequência maior do que na entrada, caracterizando a conversão para faixa lateral superior (*up-converter*) ou para uma frequência inferior, correspondendo à conversão para faixa lateral inferior (*down-converter*). A atuação de um conversor implica em se aplicar sinais em um elemento não-linear, de maneira que sua função de transferência produza produtos entre os sinais aplicados. Na Figura 3.7 tem-se o esquema básico de um circuito com esta finalidade. No lado do receptor, combinam-se sinais obtidos em sua entrada (RF) com o gerado por um oscilador local (LO). O misturador para conversão em frequência lateral inferior transforma a frequência em RF para uma de menor valor, processada nos estágios subseqüentes, denominada *freqüência intermediária* (FI). Eventualmente, é conveniente gerar o sinal do transmissor em uma frequência mais baixa e convertê-lo para o valor que receberá a modulação. Esta seria uma aplicação típica do misturador para a faixa lateral superior.



Normalmente os misturadores são construídos aproveitando um comportamento não-linear apresentado por elementos semicondutores (diodos e transistores), capazes de garantir a combinação dos sinais de entrada. O comportamento de uma junção PN polarizada diretamente com pequenos valores de tensão pode ser aproximado por uma função exponencial representada por uma série infinita. Denominando  $x$  a superposição dos dois sinais a serem misturados, tem-se:

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots + \quad (3.23)$$

O termo  $x^2$  será responsável por sinais adicionais de segundo harmônico de cada excitação e de sinais que envolvem a soma e a subtração das frequências de entrada. O termo  $x^1$  fornece amostras das frequências de entrada. Os termos superiores ao termo quadrático ocasionam diversas outras componentes de frequência. Seus valores estarão, normalmente, fora da faixa de passagem dos circuitos envolvidos, que incluem filtros, e não são necessários para a análise da resposta do circuito. No radar FMCW, o misturador é utilizado para obter diferença entre o sinal transmitido e recebido, cujo processamento informará sobre a medida realizada. [14][17].

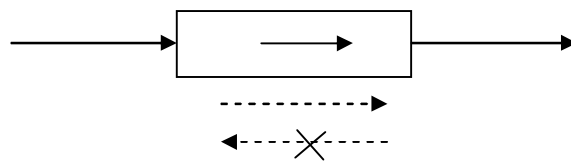


**Figura 3.7 6** Aplicação de misturadores na conversão para uma frequência lateral superior ou uma frequência lateral inferior.

O *detector* é outro dispositivo que integra o processo de recepção, fornecendo em sua saída o sinal correspondente à informação trazida pela onda portadora. Sua saída pode ser em forma de uma tensão ou uma corrente com mesmo formato do sinal original empregado na modulação. Aplicam-se também para esta função elementos semicondutores com característica não-linear, como as junções  $p-n$  e outras tecnologias, como os diodos que empregam a barreira Scholltty.

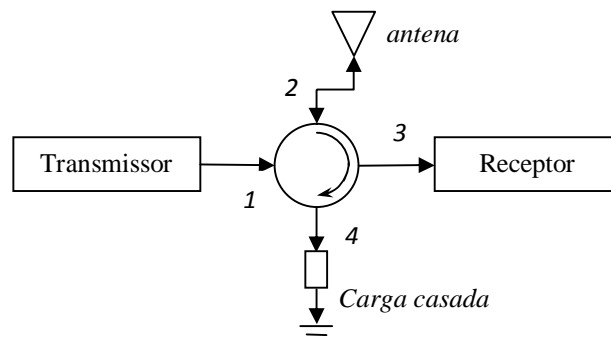
### 3.7.6 Isolador e circulador

O *isolador* é um dispositivo não-recíproco utilizado em altas frequências, particularmente nas faixas de microondas, com um acesso de entrada e um de saída. Aproveita das características de um material anisotrópico, permitindo que o sinal seja transmitido em uma direção com perda muito pequena e sofra forte atenuação na propagação no sentido oposto. Este funcionamento está esquematizado na Figura 3.8. É utilizado para proteção de fontes de sinal, evitando que eventuais reflexões retornem ao circuito original, o que ocasionaria alterações significativas em seu desempenho [17].



**Figura 3.8** é Esquema de funcionamento de um isolador, indicando o sentido de transmissão com baixa perda. No sentido inverso de propagação, a atenuação é muitas vezes superior.

O *circulador* é outro dispositivo não-recíproco constituído normalmente de três portas capaz de efetuar o acoplamento sucessivo entre seus acessos em um único sentido. Este desempenho é ilustrado na Figura 3.9 com a seta indicando o percurso possível para o sinal. Aparecem altas atenuações para a transmissão no sentido oposto ao indicado. Do ponto de vista ideal, no sentido possível, não haveria atenuação e resultaria em perda infinita no sentido oposto. Elementos práticos apresentam alguma perda no sentido desejado, geralmente inferior a 1dB, e grande redução nos níveis de sinal para o sentido oposto, tipicamente superior a 30dB. É utilizado em sistemas que empregam somente uma antena para transmissão e recepção do sinal, situação freqüente nos radares. Há modelos com quatro acessos, sendo que o último é terminado com uma carga casada, com objetivo de absorver alguma reflexão que ocorrer em um dos outros acessos.



**Figura 3.9** é Aplicação típica de um circulador em um sistema que utiliza a mesma antena nas funções de transmissora e de receptora.

### 3.7.7 A antena e sua caracterização

De uma maneira geral, a antena é qualquer dispositivo capaz de irradiar ou de captar a energia eletromagnética. Atua como um elemento de transição entre o guia de ondas ou linha de transmissão, que a interliga ao equipamento, e o espaço livre. Quando estiver na função de irradiar a onda eletromagnética, é identificada como *antena transmissora* e se sua função for capturar parte da energia do ambiente está atuando como *antena receptora*. As duas funções podem ser exercidas pelo mesmo elemento separadamente ou concomitantemente, com os sinais transferidos para o percurso adequado por meio do circulator, como na Figura 3.9.

A antena possui suas dimensões físicas associadas ao comprimento de onda e, portanto, à frequência do sinal. Diversos são os parâmetros que caracterizam o comportamento da antena, podendo ser classificadas de acordo com sua geometria, ganho, diretividade e largura de faixa de operação. Vários desses parâmetros são caracterizados a partir de comparações feitas com uma antena hipotética, denominada *antena isotrópica*. Nessa antena, toda potência do transmissor seria irradiada igualmente em todas as direções, com a densidade variando inversamente com o quadrado da distância. Em antenas reais, parte da potência que recebe é perdida por efeito Joule nos condutores e por outros mecanismos como reflexões, perdas em dielétricos, re-irradiação de parte da energia, etc.. Na escolha da antena adequada, devem ser levadas em conta diversas informações que determinam sua funcionalidade e eficiência para cada caso [25-26].

Em primeiro lugar, ainda que não necessariamente o mais importante, deve-se considerar o parâmetro conhecido como *impedância de entrada* ( $Z_e$ ), normalmente uma grandeza complexa. Trata-se do valor apresentado em seus terminais de alimentação e atua diretamente na transferência de potência entre a saída do transmissor e o valor que será aproveitado para irradiação. Para se evitar a perda de potência por reflexão, esta impedância deve coincidir com a impedância característica da linha de transmissão ( $Z_o$ ). Caso os valores encontrados forem diferentes, haverá perda de sinal por reflexão, quantificada a partir do denominado *coeficiente de reflexão*:

$$\Gamma_v = \frac{Z_e - Z_o}{Z_e + Z_o} \quad (3.24)$$

Este parâmetro estabelece a relação entre a tensão da onda refletida e a tensão da onda incidente na carga. Observar que se trata, no caso geral, de uma grandeza complexa, caracterizada por um valor absoluto e uma fase.

A impedância da antena depende da frequência do sinal aplicado. Assim, é usual que a variação deste parâmetro, em suas partes real e imaginária, seja apresentada para a faixa de frequências recomendada. As alterações de valor implicam em coeficiente de reflexão não-nulo e interferência entre as ondas incidente e refletida ao longo da linha de transmissão. Haverá pontos em que os dois sinais combinam-se em fase, outros em que estarão em contrafase e infinitas diferenças de fase intermediárias. Em consequência, o sinal resultante na linha passa por valores máximos e mínimos, que ocorrem em distâncias bem definidas a contar da extremidade conectada à antena. Esta resultante é conhecida como *onda estacionária* e a razão entre os valores máximo e mínimo define o *coeficiente de onda estacionária (SWR)* ou *relação de onda estacionária (ROE)*. Este parâmetro está associado ao coeficiente de reflexão por

$$ROE = \frac{|V|_{máx}}{|V|_{mín}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (3.25)$$

É comum que o comportamento da antena em relação à frequência seja representado por este coeficiente. Como é praticamente impossível estabelecer um casamento perfeito em toda a faixa de frequências, costuma-se especificar um valor máximo de *ROE* aceito para cada aplicação. É hábito fixar como limite máximo do valor  $ROE = 2$ , o que representa uma perda por reflexão de 11%. Isto é, ainda se tem quase 90% da potência incidente sendo aproveitada na antena. Os limites de frequência que satisfazem o máximo previsto para a *ROE* fixam um critério para a largura de faixa útil para a antena.

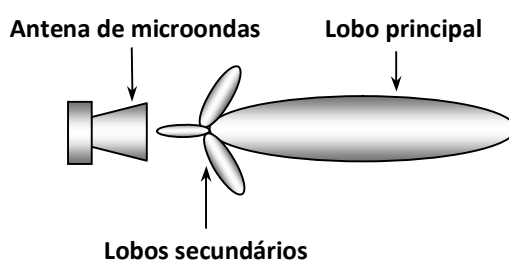
Os vários mecanismos de perda de potência na antena, incluindo as reflexões e dissipações por efeito Joule, mostram que nem toda potência que chega à antena será aproveitada na formação da onda eletromagnética irradiada. Este fato é determinado pela *eficiência da antena*, quantificada por

$$\eta = \frac{P_{irradiada}}{P_{excitação}} \quad (3.26)$$

e normalmente dada em porcentagem. A potência de excitação corresponde ao valor entregue pelo transmissor aos terminais da antena. Modelos simples apresentam esta eficiência próxima de 100%, porém estruturas mais complexas, como as grandes antenas parabólicas dos sistemas de microondas, podem ter valores até superiores a 30% de perda, o que levaria a uma eficiência inferior a 70%.

A forma como a antena distribui a irradiação no espaço é definida pelo seu *diagrama de irradiação*. Trata-se da representação gráfica da intensidade do campo irradiado ou

recebido em todas as direções do espaço. Pode, também, representar a densidade de potência em função da direção. Através dele determina-se a direção em que há maior concentração da potência emitida ou recebida. Exigências específicas para esta característica estão associadas à aplicação da antena. Para o radar, é importante que concentre o máximo de potência possível na direção do alvo. Se for para medição de nível, a emissão deve ser predominantemente na direção da substância, como ilustrado na Figura 3.10. A região em que se situa a máxima densidade de potência é conhecida como *lobo principal* do diagrama de irradiação. As partes de menores intensidades dirigidas para outras regiões indicam os *lobos secundários*.



**Figura 3.10 6** Diagrama de irradiação típico de uma antena de microondas, das utilizadas em radares.

Na Figura 3.10 , fica evidenciada a variação da densidade de potência em função da direção. O máximo do lobo principal indica a direção de máxima irradiação da antena. Saindo deste eixo, a densidade de potência diminui com o afastamento, podendo até cair a um valor nulo em determinadas direções. Entre estes limites, encontram-se direções em que a densidade de potência cai para a metade do valor máximo (queda de 3dB). O ângulo entre essas direções define a *abertura de feixe* do lobo principal, definidos em certos planos especificados. Antenas empregadas em radares devem ter a propriedade de discriminar com maior exatidão possível a localização do objeto analisado. Portanto, deve ter uma pequena abertura de feixe. Este valor depende das dimensões da antena em relação ao comprimento de onda.

É possível haver muitos formatos do lobo principal do diagrama de irradiação. Lobos estreitos indicam a capacidade de a antena concentrar maior parte da energia em uma pequena região do espaço. Esta propriedade relaciona-se ao parâmetro conhecido como *diretividade* da antena ( $D$ ). O seu valor é quantificado pela relação entre a densidade máxima de potência irradiada e a densidade de potência originada por uma antena isotrópica que estivesse recebendo a mesma potência do transmissor. Ou seja,

$$D = \frac{S_{m\acute{a}x}}{S_o} \quad (3.27)$$

sendo  $S_{m\acute{a}x}$  a densidade máxima de potência irradiada e  $S_o$  o mesmo parâmetro originado pela antena isotrópica. Como a densidade de potência é proporcional ao quadrado do módulo do campo elétrico (ou do campo magnético) da onda emitida, a relaao anterior poderia ser expressa pela relaao entre os campos elétricos correspondentes, na forma

$$D = \left( \frac{E_{m\acute{a}x}}{E_o} \right)^2 \quad (3.28)$$

O ganho é outro parâmetro que deve ser considerado e relaciona a densidade de potência irradiada pela antena com a densidade de potência irradiada por outra antena tomada como referência. Por definiao, no cálculo da densidade de potência da antena analisada, devem ser consideradas as perdas e, portanto, sua eficiência na emissão da onda eletromagnética. A antena de referência é suposta sem perdas. Comumente, admite-se a antena isotrópica como elemento de referência. Nestas condioes, o ganho fica determinado pelo produto da eficiência de irradiaao pela diretividade:

$$G = \eta D \quad (3.29)$$

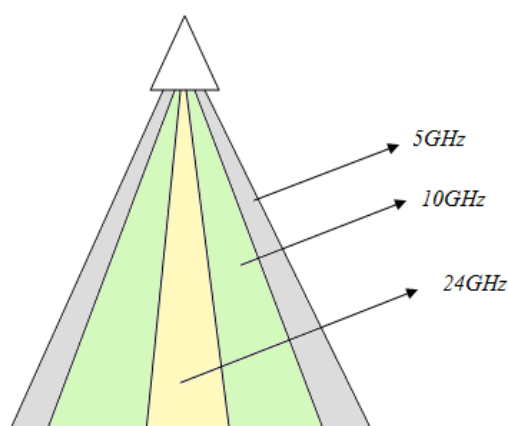
Quanto maior for a diretividade e o ganho da antena, maior será a densidade de potência na direao de máxima irradiaao. Simetricamente, a antena será também capaz de captar maior potência para uma mesma densidade de potência incidente.

### 3.7.8 Escolha da antena corneta cônica

Conhecidos os parâmetros pode-se identificar o tipo de antena mais adequado a cada aplicaao. Antenas empregadas em comunicaoes que envolvam a difusão de informaao diferem das que forem utilizadas em comunicaoes ponto a ponto. Em sistemas de radar, exigem-se antenas específicas conforme a funao desse equipamento. Em radares para mediao de nível, a antena deve gerar feixes bem diretivos, maximizando a quantidade de energia emitida e a recebida pelo objeto a ser monitorado. Neste caso, os tipos encontrados são as antenas corneta, a antena de barra dielétrica, a antena com refletor parabólico, redes planares de antenas e outros modelos. Embora existam muitos modelos diferentes de cornetas eletromagnéticas, o tipo conico é dos mais encontrados nestas aplicaoes. Para todos os modelos, procura-se maximizar a diretividade e captar a máxima informaao de retorno [25-26].

Como as dimensões das antenas dependem da frequência adotada, operaoes em frequências elevadas levam à seleao de antenas com menores dimensões. Nesses casos, são possíveis desenvolver modelos que apresentem lobo principal com pequena abertura de feixe.

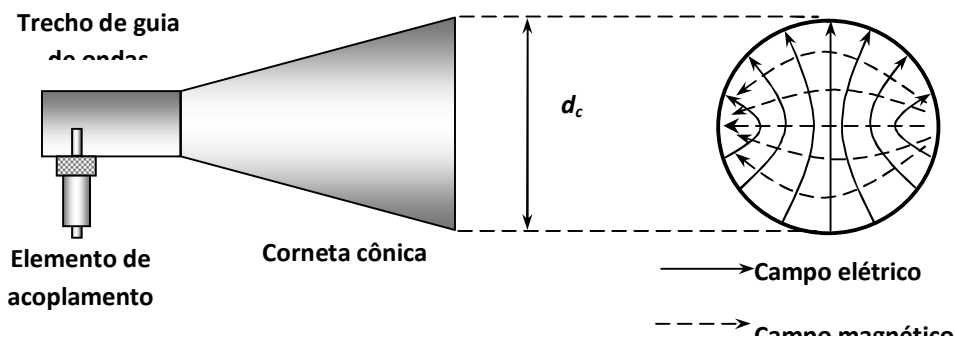
As cornetas cônicas são mecanicamente robustas e de resultados muito confiáveis. Apenas como exemplo, pode-se citar que um radar operando a 5GHz pode empregar uma antena corneta cônica de aproximadamente 20cm em sua maior dimensão. Outro que opere em 26GHz utilizará o mesmo modelo com dimensão máxima em torno de 5cm [20] para se conseguir resultados semelhantes. Antenas apropriadas para frequências mais altas podem, eventualmente, ser empregadas para frequências menores. Neste caso, há mudança significativa em suas propriedades por causa da mudança de suas dimensões em relação ao comprimento de onda. Entre essas alterações, são muito sentidas as que ocorrem no ganho, na diretividade, na abertura de feixe. Na Figura 3.11 ilustram-se possíveis variações na abertura de feixe para diferentes valores de frequência em uma mesma antena. As situações mostradas não são comuns, uma vez que cada elemento irradiador deve ser projetado conforme a especificação geral do sistema.



**Figura 3.11** *6* Efeito da frequência na abertura de feixe, supondo uma antena especificada para aplicação em diferentes condições.

As antenas apropriadas para o radar devem ter elevado ganho e pequena abertura de feixe. Isto já é possível de se conseguir com cornetas eletromagnéticas de dimensões adequadas. Sua diretividade pode ser aumentada com maiores dimensões ou associando-a com um refletor parabólico. Nos modelos de radar para medição de nível, as antenas têm dimensões típicas partindo de 50 cm. As cornetas desenvolvidas para este objetivo são constituídas a partir do aumento gradual das dimensões de um guia de onda. É muito usada como alimentador de sistemas que envolvem refletores parabólicos ou como a antena principal de sistemas de pequeno alcance, como o caso deste modelo de radar. Embora existam muitos modelos de corneta [20], a estrutura cônica, ilustrada na Figura 3.12 é muito indicada para os radares de medição de nível. Tem sido muito indicada para estas aplicações por sua robustez e insensibilidade de desempenho em função de algumas modificações nas

propriedades do meio, como o maior ou menor grau de umidade, principalmente para frequências inferiores a 6 GHz. Trata-se de uma informação importante, uma vez que frequentemente encontram-se equipamentos para medição que operam na frequência de 5,8 GHz. Quase sempre, a antena possui um elemento de transição entre a região de captação ou de emissão e o sistema de alimentação que a interliga ao equipamento de geração ou de processamento do sinal. Um formato possível deste elemento é um pequeno monopolo que atua na transição do guia de ondas com um cabo coaxial. Este dispositivo fica sujeito a variações devidas a diferenças de temperatura e pressão de cada processo.



**Figura 3.12 6** Ilustração de uma corneta cônica, frequentemente empregada em radares para medição de nível. Estão indicadas também as distribuições de campo elétrico e magnético supondo a posição fixada para o elemento de acoplamento.

A abertura de feixe do lobo principal está associada ao diâmetro da abertura da antena. Como a secção transversal do lobo principal não é de formato circular, é necessário identificar um valor para cada plano longitudinal. Normalmente, são especificadas as aberturas nos planos paralelos ao campo elétrico (plano E) e ao campo magnético (plano H), segundo as orientações da figura. Nos planos E e H, as aberturas de feixe, expressas em graus, são obtidas, respectivamente, em termos aproximados por [26]

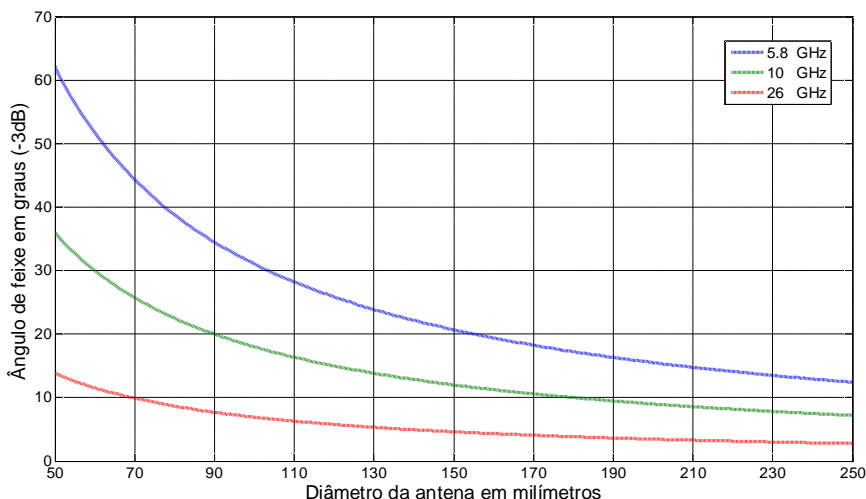
$$\theta = \frac{60\lambda}{d_c} \text{ (graus)} \quad (3.30)$$

$$\varphi = \frac{70\lambda}{d_c} \text{ (graus)} \quad (3.31)$$

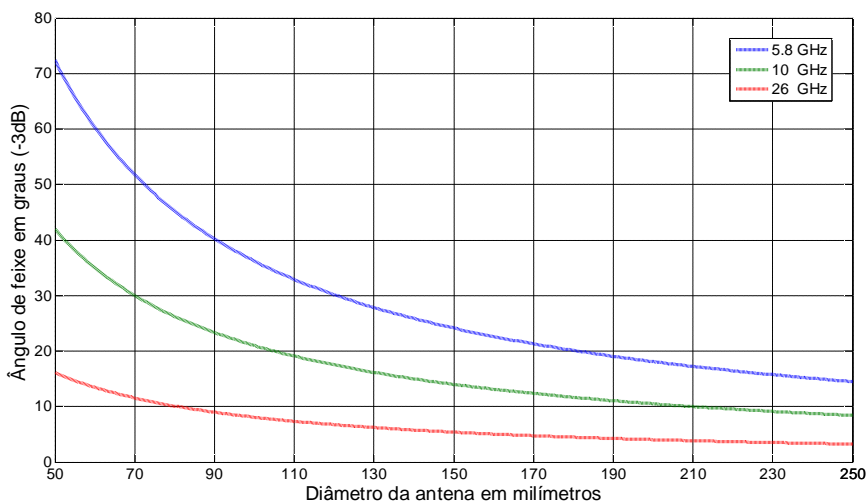
Na Figura 3.13 e 3.14 têm-se os gráficos representativos destas equações para diferentes diâmetros e para alguns valores comuns de frequência empregadas em radares de medição de nível. Estes resultados são relevantes, uma vez que o diagrama de irradiação reduz-se rapidamente para ângulos superiores. Assim, aberturas pequenas têm maiores



possibilidades de discriminar sinais indesejáveis, oriundos de fontes de interferência ou de reflexões, que pudessem comprometer os resultados. Além disto, quanto menores estes ângulos, maior será a diretividade da antena com todas as conseqüências benéficas sobre as medições.



**Figura 3.13 6** Relação entre o diâmetro da antena corneta e o ângulo de feixe para 5,8GHz, 10GHz e 26GHz de acordo com a equação 3.30.

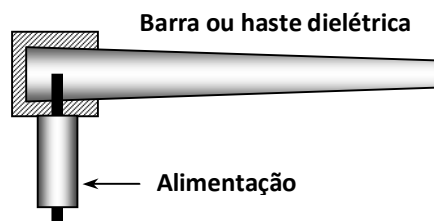


**Figura 3.14 6** Relação entre o diâmetro da antena corneta e o ângulo de feixe para 5,8GHz, 10GHz e 26GHz de acordo com a equação 3.31.

### 3.7.9 Seleção da antena tipo haste dielétrica

Entre diferentes outros modelos, destaca-se também a antena tipo *haste dielétrica* por sua simplicidade e baixo custo. É utilizada para fornecer ao radar medidas confiáveis em determinados ambientes agressivos às antenas metálicas. Em função de substâncias em

suspensão em contato com as partes metálicas e sujeitas a condições de temperatura e pressão que favoreçam reações adversas, é conveniente considerar o emprego da haste dielétrica em lugar da antena cônica. Sua estrutura básica está ilustrada na Figura 3.15, incluindo a barra dielétrica excitada a partir de um sistema de acoplamento que inclui uma pequena sonda ou alguma transição conveniente entre um guia de ondas e o elemento irradiador propriamente dito. Como a barra dielétrica tem permissividade maior do que o ar, estabelecem-se condições de o campo eletromagnético ser guiado em sua extensão. Portanto, fica desenvolvida uma antena predominantemente de ondas caminchantes [27]. De acordo com as equações de Maxwell, variações do campo elétrico têm efeito de uma corrente no processo de irradiação, conhecida como corrente de deslocamento. Se a haste dielétrica for construída com materiais de pequena permissividade, em torno de 2, à medida que o sinal avança a partir do ponto de excitação, a energia será irradiada. As hastes dielétricas podem ser construídas com materiais como politetrafluoretileno (PTFE), o polipropileno ou outro dielétrico de baixa perda.

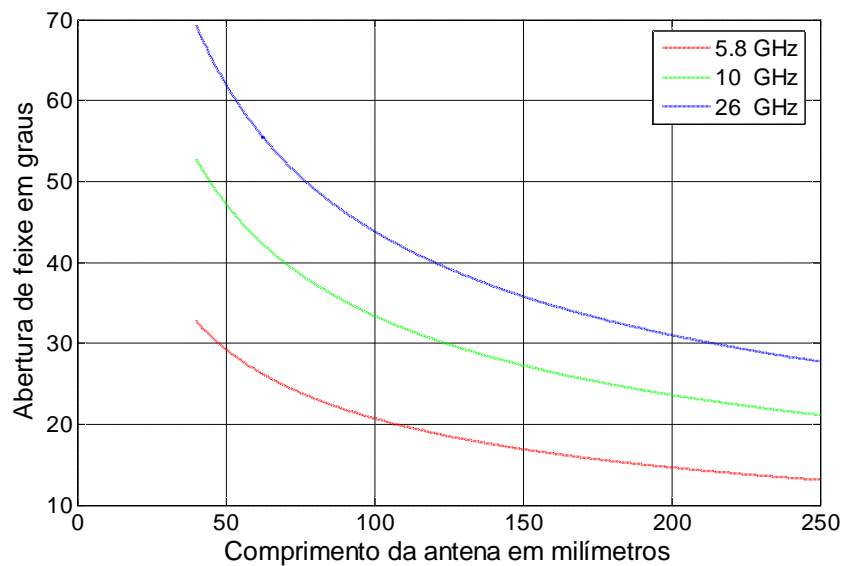


**Figura 3.15** Esboço de uma antena de barra ou haste dielétrica para operação em microondas

Uma barra dielétrica extensa garante ganho elevado para a antena. Em contrapartida, dá origem a lobos secundários de amplitudes menores, principalmente a partir do segundo. Seu lobo principal é suficientemente estreito para garantir o comportamento de elevada diretividade e elevado ganho. Devido à sua geometria circular, as aberturas de feixe nos planos E e H são aproximadamente iguais e podem ser obtidos de forma aproximada por

$$\theta_h = 61 \sqrt{\frac{\lambda}{L}} \text{ (graus)} \quad (3.32)$$

sendo  $\lambda$  o comprimento de onda medido no espaço livre e  $L$  o comprimento da haste dielétrica. Esta equação está representada na Figura 3.16. Com estas características, esta antena possui diretividade que cresce quase linearmente com a relação entre seu comprimento e o comprimento de onda na frequência de operação. Encontram-se resultados entre 9dBi e 18,5dBi para extensões entre 1 e 10 [26].

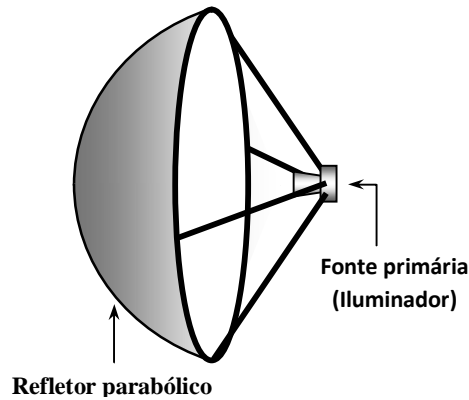


**Figura 3.16** é Abertura de feixe do lobo principal nos planos E e H para a antena de barra dielétrica, nas frequências especificadas.

### 3.7.10 Aplicações de outros modelos de antenas

Existem outros modelos de antenas empregados para situações específicas e com características diferentes das discutidas acima. Existem situações em que o controle do diagrama de irradiação é obtido a partir de uma *rede de antenas*, cuja teoria baseia-se na interferência entre os feixes individuais. Com a escolha correta das amplitudes e das fases das excitações individuais, é possível especificar desde a abertura do lobo principal até as amplitudes dos lobos secundários [26] ou a direção de irradiação máxima. Para transmissões que exijam ganhos maiores das antenas, é indicado o modelo que associa uma fonte primária de irradiação com um grande refletor parabólico, conhecida como *antena parabólica*. É constituída por uma superfície refletora originada pela revolução de uma parábola em torno de seu eixo, sobre o qual encontra-se o foco. Neste ponto, normalmente, instala-se um irradiador primário, que pode ser uma corneta cônica, a partir do qual o sinal é irradiado em direção à superfície parabólica, quando o sistema atuar como antena transmissora. Com isto, em sua parte frontal consegue-se uma frente de onda quase plana, de grande uniformidade, garantindo elevadíssima diretividade. Quando estiver na função de antena receptora, a captura de uma frente de onda plana, vinda da direção de máxima irradiação, concentra a energia no foco do parabolóide. Desta maneira, é possível receber sinais de pequenas amplitudes e ainda assim conseguir-se elevada relação sinal-ruído. Na Figura 3.17 está esquematizada a constituição típica de uma antena parabólica. Em radares para medição de nível, as antenas parabólicas são utilizadas em grandes tanques de armazenamento. As suas vantagens em relação a outros

modelos são um forte estímulo nessas aplicações. Exigem cuidados especiais quando forem submetidas a ambientes agressivos e seu uso é mais freqüente quando a substância a ser monitorada movimentar-se com pequenas velocidades.



**Figura 3.17 6** Esquema típico de uma antena parabólica, destacando a fonte primária de emissão e a superfície obtida a partir da revolução de uma parábola.

## 3.8 Princípio de funcionamento do radar

### 3.8.1 Fundamentos teóricos

O radar, como antecipado, é um sistema de detecção e telemetria utilizando ondas eletromagnéticas. Trata-se de um instrumento capaz de identificar características de determinados alvos, como distância, posição no espaço e velocidade. Utiliza sinais elétricos de altas freqüências enviados em direção ao objeto a ser monitorado. A obtenção das informações é através da onda que retorna a partir de reflexões nesse objeto. Esta função é bastante geral e o radar tem tido inúmeras aplicações, incluindo medição de velocidade de automóveis em estradas, posição e velocidade de aeronaves, etc.. Para medição de nível, o radar é um importante sensor sem necessidade de contato com a substância ou o líquido a ser analisado. Efetua o cálculo da distância percorrida pela onda emitida e seu retorno (eco). Este cálculo está em função do tempo total de propagação, ou seja, entre a emissão, sua reflexão na superfície e o retorno para o processamento no receptor. Ao encontrar o objeto ou a superfície do material, uma parcela do sinal transmitido retorna em direção à antena, fornecendo informações sobre formato, tamanho, velocidade e distância. [22-23]

Comparado com os demais medidores de nível, o radar é mais bem qualificado para processos que exigem confiabilidade, robustez e precisão. O processamento do sinal implica conhecer diferentes características e condições que afetam a sua propagação. Por exemplo, o valor da constante dielétrica do material a ser medido, à distância, pressão e temperatura do

processo, perturbações na superfície e obstruções no meio, contribuem para as atenuações desse sinal. Podem ocorrer falsos ecos, múltiplas reflexões, identificação de alvos errados, etc.. Os problemas se agravam quando houver materiais que geram baixa reflexão, caso típico dos que têm pequenas constantes dielétricas, nos quais grande parte do sinal é transferida para o material. Por este motivo, muitas das empresas fabricantes de radar estabelecem como limite para razoável confiança da informação a necessidade de a substância ter constante dielétrica igual ou superior a 1.4.

Deve-se considerar, ainda, que a quantidade de sinal refletido é também dependente da condutividade da substância e de outras características associadas à forma de sua superfície, como o nível de rugosidade comparada ao comprimento de onda. [22-23] Para contornar várias dificuldades relacionadas à medição de substâncias sólidas com partículas em suspensão, novas tecnologias estão sendo aprimoradas e inseridas no mercado. Fabricantes como Siemens e Endress Hauser já possuem equipamentos para este segmento, adaptados para diferentes tipos de medição de diversos processos industriais.

### 3.8.2 Equação do radar

Independente do tipo de radar para medição de nível, seja radar FMCW ou radar de pulsos, o alcance máximo do sinal é [24]

$$r_{m\acute{a}x} = \left[ \frac{P_t G A \sigma_a}{(4\pi)^2 S_{m\acute{i}n}} \right]^{1/4} \quad (3.33)$$

onde  $P_t$  é a potência transmitida em watts,  $G$  e  $A$  são o ganho e a abertura efetiva da antena, respectivamente,  $\sigma_a$  é secção transversal do alvo e  $S_{m\acute{i}n}$  é a menor potência capaz de ser detectada pelo receptor do radar. Verifica-se em (3.32) que fatores como a alta potência de transmissão, ganho e elevada abertura efetiva favorecem a detecção de alvos situados em longas distâncias. Deve-se destacar que a área efetiva da antena e o seu ganho são parâmetros inter-relacionados e associados às dimensões da antena em relação ao comprimento de onda. O parâmetro referente à seção transversal do alvo refere-se a uma área que, quando recebe potência incidente, remete uma parte em direção ao radar que a interpreta como sendo proveniente do alvo.

O resultado obtido em (3.32) representa um limite teórico. Diversos fatores interferem no resultado final, alterando a previsão teórica, tais como obstruções por pás e canos encontrados nos tanques, partículas em suspensão, entre outros. Outros parâmetros estatísticos como falhas na previsão da seção transversal do alvo e informações sobre a potência mínima detectável contribuem para modificação no alcance em relação à previsão teórica. Para

contornar estas desvantagens, a especificação deve incluir a probabilidade de o radar encontrar determinado objeto e a faixa de alcance confiável. Vários outros parâmetros interferem no desempenho do radar, tanto diretamente, como subentendido na escolha de seus componentes. A frequência possibilita caracterizar o sistema desde a influência no tamanho da antena, em efeitos de interferências, nas perdas por espalhamento, etc..

### 3.8.3 Frequências utilizadas

Para a medição de nível, selecionaram-se radares que operem em frequências de microondas especificadas para estas aplicações. Em geral, têm seus valores fixados por acordos e convenções internacionais, cumprindo determinadas padronizações. Por exemplo, na análise de níveis de sólidos, os valores adotados são superiores a 10 GHz. Na Tabela 3.2 encontram-se os valores típicos adotados para diversas utilizações do radar e outras aplicações dos valores distribuídos no espectro eletromagnético. No Brasil, frequências como 5.8 GHz e 24 GHz são livres de licença e previstas para equipamentos de radiação restrita, de níveis de potência baixo. Os fabricantes, normalmente, optam por estas frequências, [20], como se ilustra na Tabela 3.3.

**Tabela 3.2** *Aplicações das faixas práticas utilizada em radares.*

<b>Aplicações</b>	<b>Frequências (GHz)</b>	<b>Banda</b>
Comunicação Militares. Radares	1,350 - 1,400	L
Radares Militares para inspeção de aeroportos	2,700 - 2,900	S
Radares para auxilio a navegação marítima e outras aplicações	2,900 - 3,700	S
Radar altímetro	4,200 - 4,400	C
Radares metereológicos	5,350 ó 5,470	C
Radares para medição de nível e aplicações industriais	5,8	C
Diversos tipos de radares. Radar para aplicações industriais.	8,500 - 10,550	X
Diversos tipos de radares	13,250 - 14,000	KU
Diversos tipos de radares para múltiplas aplicações	15,700 - 1,700	KU
Radar para patrulhamento de estrada. Radar para navegação. Radar para aplicações industriais	24,150 - 25,250	K
Radar para auxilio a navegação	31,800 - 33,400	KA
Diversos tipos de radar para múltiplas aplicações	33,400 - 36,000	KA

**Tabela 3.2 ó** *Fabricante, modelo e frequência adotada para radares FMCW*

<b>Fabricante</b>	<b>Modelo</b>	<b>Frequência Adotada</b>
Endress+Hauser	FM240	Banda K
Siemens	LR460	24GHz
Krone	BM-70	8.5-9.9GHz
Emerson	Rosemount Série 5600	10GHz
Nivelco	Pilotrek	8.5GHz

### **3.9 Tipos de radares**

#### **3.9.1 Apresentação geral**

A tecnologia de fabricação e de processamento são os principais fatores que delimitam a utilização do radar. Os tipos para medição de nível são os radares de pulso e os de onda contínua modulada em frequência (FMCW). Este trabalho trata da melhoria da resolução do alcance medido para este último modelo. O radar FMCW apresenta elevado desempenho e grande confiabilidade para o emprego de frequências superiores a 10 GHz. É capaz de garantir medições mais estáveis e é mais adequado para substâncias que apresentem quaisquer irregularidades ou mesmo agitações em sua superfície. Estão disponíveis alguns medidores para esta aplicação, como o modelo LR460 da Siemens, que opera em torno de 24 GHz e indicado para aplicações em sólidos, o TanRadar Rex da Emerson, operando em 10 GHz e o FMR250/24GHz da Endress Hauser.

Destaca-se, todavia, que o radar pulsado apresenta algumas características de interesse nestas aplicações. Em primeiro lugar, é possível operar com valores médios de potência menores do que o radar de onda contínua. Depois, o processo de detecção é mais simples, uma vez que não há necessidade de recuperar sinais em grandes larguras de faixa para um resultado confiável. Além disto, permite informações sobre posição apenas com dados relativos ao tempo de trânsito do sinal. Por estas razões, serão abordados de maneira resumida os aspectos mais relevantes destes dois modelos.

#### **3.9.2 Radar pulsado**

O radar pulsado é identificado por um trem de pulsos curtos com determinada taxa de repetição que modula a portadora em intervalos regulares de tempo. Geralmente, são desenvolvidos para operação na faixa entre 3GHz e 10GHz. Sua facilidade de implementação é um fator benéfico, resultando em pequena complexidade de processamento e menor custo.

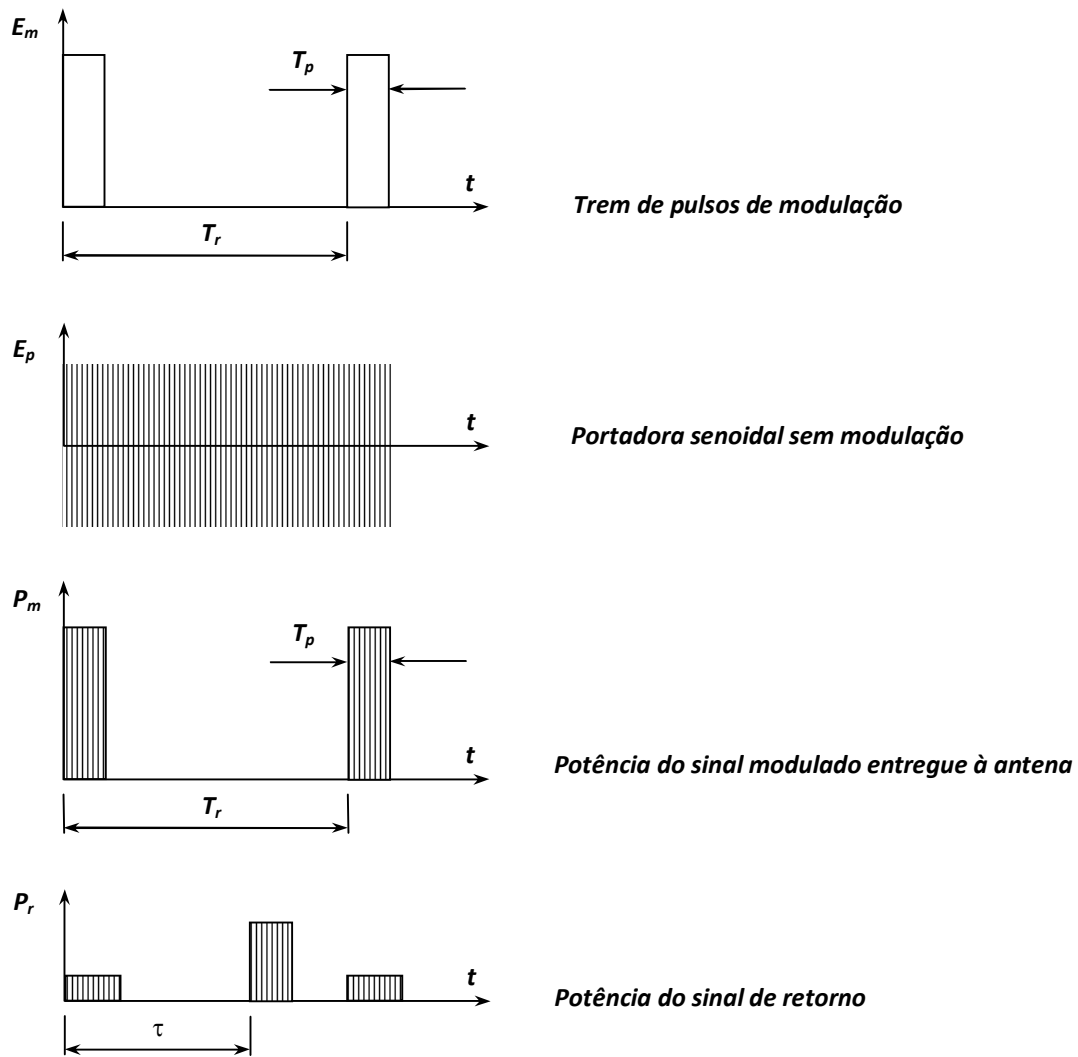
Seu funcionamento baseia-se no tempo transcorrido entre a emissão e recepção de um dado sinal, método conhecido como TDR (do inglês *time-domain reflectometer*), de onde se efetua o cálculo da distância. Esta diferença entre tempo é somente obtida a partir dos sinais de retorno que atendam o alcance máximo para o equipamento especificado. Conhecendo o tempo de trânsito entre a emissão e recepção do pulso (  $\tau$  ), é possível calcular a distância entre um objeto e antena por:

$$r = \frac{\tau c}{2} \quad (3.34)$$

onde  $c$  é a velocidade de propagação da onda no meio, sendo de  $3 \times 10^8$  m/s para o ar. O seu desempenho relativo ao tratamento do sinal é ilustrado na Figura 3.18

Como desvantagem, o radar pulsado pode apresentar incertezas na medição causadas por interferências que levam a interpretações equivocadas sobre o tempo de retorno da onda e, conseqüentemente, sobre a distância medida. Existem diferentes causas dessas interferências, desde detecção de partículas em suspensão até múltiplas reflexões nas paredes do tanque da substância. Outro fator é relacionado à elevada potência de pico necessária para sua operação, que garanta um valor médio, determinado pela relação entre a duração do pulso e o período de repetição, suficiente para o alcance especificado. Deve-se levar em conta, também, que sua resolução é menor do que nos modelos de onda contínua e depende da largura do pulso comparada com o período de repetição. Para melhor resolução, a duração do pulso deve ser progressivamente menor, exigindo maior potência de pico para o mesmo alcance. É importante ressaltar, ainda, que quanto menor a duração do pulso, maior é a sua largura de faixa no domínio da frequência. Portanto, estabelece exigências quanto ao circuito de recepção, para garantir a fidelidade do sinal recuperado. Isto traz, também, como conseqüência, maiores dificuldades na imunidade em relação a interferências e ruídos. [22-31] Por fim, são necessários procedimentos mais complexos na identificação correta do pulso de retorno. Como os intervalos de tempo envolvidos são muito pequenos, da ordem de nanossegundos, implementam-se métodos que convertam este curto intervalo em tempos maiores, na faixa de milissegundos, para facilitar a medição. O procedimento é conhecido como movimento em câmara lenta (*slow-motion*) [20].





**Figura 3.18** é Representação dos sinais envolvidos na operação do radar pulsado, com modulação da portadora por meio de um trem de pulsos de duração e período de repetição especificados.

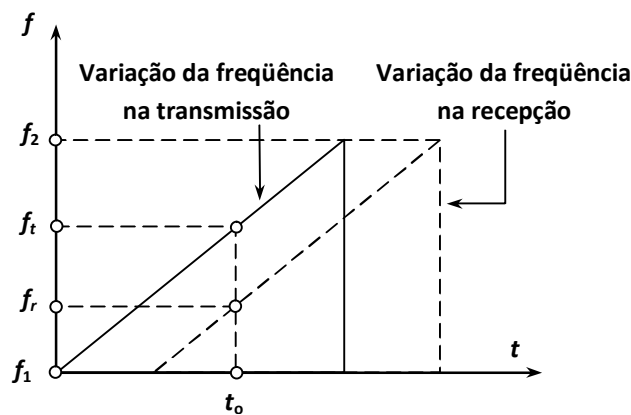
### 3.9.3 Radar de onda contínua modulado em frequência.

Este modelo, já identificado em outros pontos pela sigla FMCW, tem como vantagens mais evidentes o baixo valor de pico da potência transmitida e a possibilidade de não ser tão susceptível às interferências. O fato de operar com menores potências implica em simplificação nos circuitos de excitação das antenas, exigências menos críticas para os componentes e amplificadores envolvidos no tratamento da radiofrequência. É possível, ainda, oferecer alta confiabilidade na resolução para as medições, com resultados indicando diferenças da ordem de 1mm na posição determinada. No processamento do sinal, tem-se possibilidade de conversão analógico-digital e por meio de recursos próprios nesta formatação chega-se a resultados mais exatos do que no emprego de outros equipamentos.

É possível utilizar o radar FMCW para se obter outras informações, além da detecção do alvo ou a posição da superfície de uma substância. Tem sido empregado também na

determinação de velocidades a partir da aplicação do efeito Doppler-Fizeau. Para medição de nível, as velocidades envolvidas são muito pequenas e a modificação na frequência por este efeito será desconsiderada. Pode-se afirmar que a mudança na informação relativa à distância é irrelevante. A limitação na potência depende de fatores construtivos, incluindo a isolamento necessária entre o receptor e o transmissor. Os dispositivos capazes de fazer a separação entre as duas funções não são perfeitos e uma potência acima de certo limiar traria interferências e acréscimos de ruído que degradariam a medição. Este fato não é considerado nos equipamentos que operam em regime pulsado, pois o transmissor não opera quando o receptor estiver atuando [23].

O radar FMCW baseia-se na diferença entre as frequências de emissão e de recepção do sinal. Esta diferença está associada ao tempo decorrido entre as duas funções, conhecido como tempo de trânsito, e, conseqüentemente, à distância a ser determinada. A técnica utiliza uma variação contínua e linear na frequência de transmissão. Para este objetivo, aplica-se uma modulação em frequência na onda portadora, sendo a variação linear a mais adequada. A Figura 3.19 ilustra o procedimento, comparando as frequências envolvidas durante a transmissão e a recepção, analisadas de um ponto de vista ideal. A frequência transmitida situa-se entre dois valores conhecidos,  $f_1$  e  $f_2$ , sendo o alcance obtido pela diferença entre os valores transmitido e recebido em determinado instante. Notar que os limites de frequência não se alteram com o tempo percorrido, uma vez que não estão sendo computadas eventuais modificações causadas pelo efeito Doppler-Fizeau. Pela diferença entre as frequências transmitida e recebida obtém-se o tempo de percurso, a partir do qual chega-se à distância de maneira semelhante à descrita para o radar pulsado.



**Figura 3.19** Relações entre tempo e frequência em um radar FMCW.

# Capítulo 4

## Modelagens e simulações

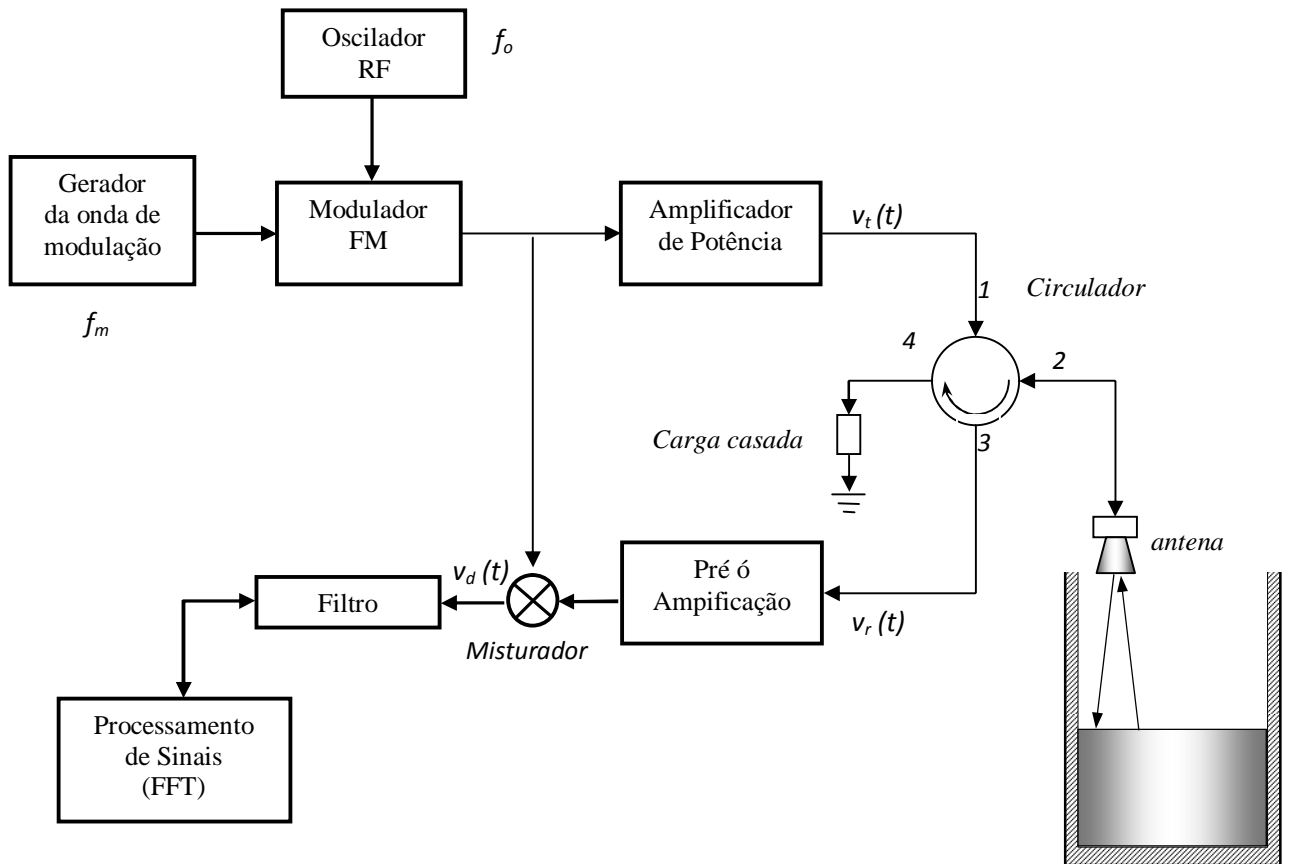
### 4.3 Desenvolvimento teórico para o radar FMCW

#### 4.3.1 Emissão, recepção e recuperação do sinal

Serão abordados os princípios de medição do alcance de um radar FMCW e os procedimentos matemáticos para descrição do sinal recebido. São analisadas as técnicas envolvidas na avaliação dos dados e os efeitos oriundos da limitação na largura de banda e da linearidade no processo de modulação. O diagrama em blocos do radar FMCW é ilustrado na Figura 4.1 [21], destacando-se as funções de radar propriamente dita e do processamento do sinal. Envolve a geração da portadora nas frequências de interesse, a modulação, a transmissão e a análise do sinal recebido, após os estágios iniciais, que incluem amplificação, ação do misturador com a frequência de um oscilador local e a desmodulação [21]. Esta concepção é a mais direta e simples. O transmissor, a antena e o receptor são conectados pelo circulador na forma já descrita, isolando-se o receptor do sinal vindo diretamente do transmissor. Dispositivos práticos garantem uma separação superior a 20dB entre as duas partes, fato nem sempre adequado e que em muitas ocasiões suscitam medidas complementares para reduzir erros nas medições.

De acordo com o exposto no capítulo anterior, a diferença entre as frequências de transmissão e recepção em determinado tempo de propagação permite obter a distância do objeto. Após o sinal de retorno passar pelo misturador, a resultante, descrita no domínio do tempo, é transformada para o domínio da frequência, segundo o tratamento clássico das transformadas de Fourier. Utilizam-se os algoritmos da transformada rápida (FFT), uma

metodologia que agiliza a obtenção dos resultados. Obtêm-se as componentes em frequência, com suas respectivas amplitudes. A componente de maior amplitude corresponde à frequência de batimento procurada, da qual se extrai a distância medida [30-31]



**Figura 4.1** Diagrama em blocos básico do radar de onda contínua modulado em frequência (FMCW).

#### 4.1.2 Princípios de medição

Na Página 43, destaca-se um fator fundamental para precisão na medida, que é a variação linear na frequência, conseguida por meio de um sinal modulante em forma de onda dente de serra. Desta variação, têm-se a fase total instantânea, relacionada com os valores de frequência alterados de acordo com a função adotada para o sinal de modulação. Esta atuação é executada pelo modulador, como se descreveu na Página 23. Inicialmente, é empregado um sinal periódico  $F(t)$ , com variação contínua e linear da frequência de transmissão. Seu período ( $T_m$ ) indica o mesmo período do sinal modulante ( $f_m$ ).

O sinal modulado é amplificado até o nível  $v_t(t)$  a ser transmitido. Este sinal é encaminhado para a antena de transmissão e uma amostra para o módulo misturador, simultaneamente. O sinal refletido pela superfície da substância chega à antena do radar e é

transferido ao misturador. Este sinal retorna com suas alterações em fase e amplitude, sendo identificado por  $v_r(t)$ . Ambos os sinais no misturador combinam-se e obtém-se a resultante  $v_d(t)$ . Devido ao atraso sofrido pelo sinal recebido, o resultado da combinação destes sinais produz um sinal analógico, em baixa frequência. A diferença entre as frequências instantâneas, comumente chamada de frequência de batimento, permite identificar a distância percorrida, relacionada ao atraso sofrido pelo sinal. Após este procedimento, um filtro passa-faixa extrai essa componente [21,30-31]. Finalmente, utilizando um processamento digital de sinal tem-se a estimação da distância dada por (3.34).

## 4.4 Determinação dos sinais utilizados

### 4.4.1 Parâmetros do sinal

A definição da frequência utilizada depende de algumas características do equipamento, disponibilidade de componentes eletrônicos, tecnologia para determinados tipos de medição e licenciamento do espectro de frequências [20]. Os comprimentos de onda menores favorecem a detecção de partículas de menores dimensões. Nestas análises, foram considerados os seguintes valores: frequência da portadora ( $f_c$ ): 10GHz, frequência de modulação ( $f_m$ ): 1MHz, desvios de frequência:  $f_1 = 250\text{MHz}$  e  $f_2 = 50\text{MHz}$ , forma de onda do sinal de modulação: dente-de-serra, fase inicial igual a zero, amplitude do sinal transmitido igual à unidade. Serão desconsideradas as variações mínimas oriundas do efeito Doppler-Fizeau.

### 4.4.2 Sinais de transmissão e recepção

Os sinais a serem escolhidos devem ser os mais adequados para aplicações do radar FMCW em medições de nível [21]. Como já citado na Pág. 22, este sinal será modulado em frequência partindo do sinal da portadora:

$$e_p(t) = A \sin(\theta_p) \quad (4.1)$$

Onde  $A$  representa a amplitude do sinal da portadora e  $\theta_p$  um ângulo variável em função do tempo. Considerando que a frequência da portadora é obtida ao variar o valor da sua frequência original ( $f_p$ ) de forma proporcional ao sinal modulante ( $f_i(t)$ ), tem-se como definição da modulação em frequência :

$$f(t) = f_p + k_f f_i(t) \quad (4.2)$$

sendo  $k_f$  a constante de proporcionalidade. Isto corresponde a uma frequência angular de:

$$\omega(t) = 2\pi(f_p + k_f f_i(t)) \quad (4.3)$$

Considerando a amplitude do sinal modulante (dente de serra) unitária, o valor máximo da frequência instantânea e da frequência da portadora, denominado de desvio de frequência ( $\Delta f$ ), é dado por:

$$\Delta f = k_f \quad (4.4)$$

Como a frequência angular é variável no tempo devido ao termo  $t$  dado no processo de modulação, a relação entre o ângulo  $\omega(t)$  e  $t$  é dada pela integração no tempo. Com isso, pode-se obter o sinal transmitido modulado em frequência descrito por:

$$v_i(t) = A \operatorname{sen} \left( \omega_0 t + (2\pi k_f \int_{kT_m}^t f_i(s) ds) \right) \quad (4.5)$$

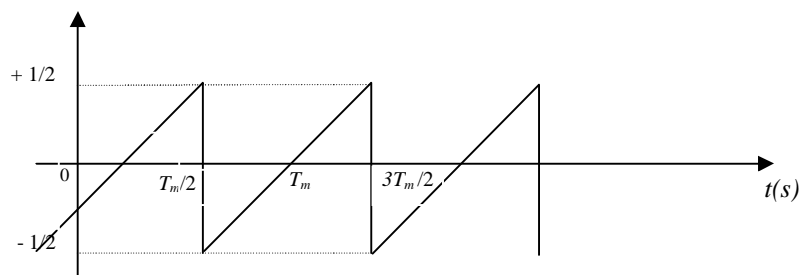
Onde  $A$  representa a amplitude do sinal e  $\omega_0$  a frequência angular da portadora. De acordo com (4.5), o sinal transmitido pode ser representado como:

$$v_i(t) = A \operatorname{sen} [\omega_0 t + (\Delta\omega)F(t)] \quad (4.6)$$

sendo  $\Delta\omega$  o desvio de frequência angular e  $F(t)$  uma função com dimensão de tempo que será determinada mais adiante e estabelece a variação instantânea da fase durante a propagação do sinal. O desvio incluído nesta equação provém da banda de frequência do sinal modulado. Sabe-se que na modulação angular, a variação da fase do sinal está relacionada à variação instantânea da frequência, equações (3.21) e (3.22). Neste caso, a variação da fase é associada à variação da frequência da forma de onda dente de serra, representada por:

$$f_i(t) = \frac{t - kT_m}{T_m} \quad (4.7)$$

sendo  $T_m$  o período do sinal modulante e  $k$  o número de repetições da forma de onda dente-de-serra. É interessante observar a linearidade desta função dada pela equação de um segmento de reta. No primeiro semiciclo da onda dente-de-serra a partir do valor nulo, tem-se  $k = 0$  e o pico da função ocorre com  $t = T_m/2$ . Neste ponto, a função muda bruscamente para o pico negativo e inicia novamente seu crescimento, passa por valor nulo na metade do período e cresce com valores positivos até o pico positivo, de onde reinicia o processo. No segundo crescimento, tem-se  $k = 1$  e assim sucessivamente (Figura 4.2).

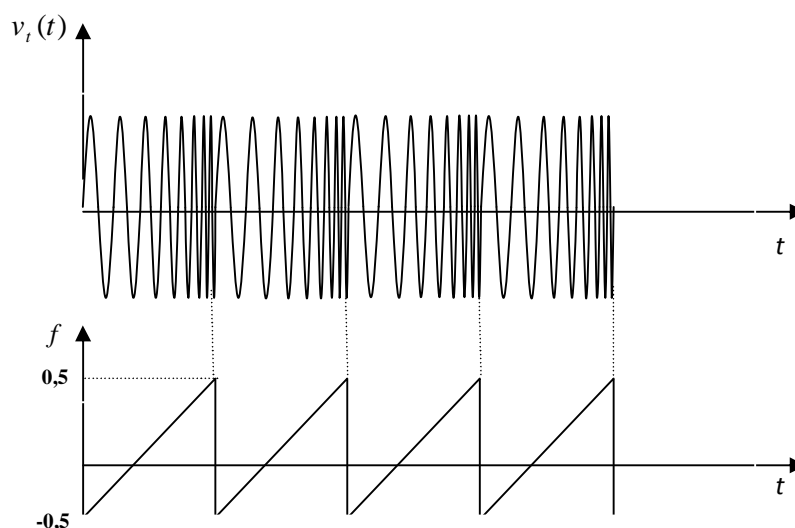


**Figura 4.2.** Descrição da função dente-de-serra com valores normalizados, empregada como sinal modulante da portadora de microondas.

O valor de pico a pico desta função foi tomado como unitário, com partes iguais nos semiciclos positivos e negativos no intervalo de tempo de um período. Como não se conhece o ponto inicial da modulação, adota-se a multiplicação entre o período  $T_m$  e o número de repetições da forma de onda dente-de-serra. Portanto, em cada repetição, o intervalo de tempo que descreve cada ciclo é limitado aos valores:

$$\left(k - \frac{1}{2}\right)T_m \leq t \leq \left(k + \frac{1}{2}\right)T_m \quad (4.8)$$

Pela linearidade por partes da onda dente-de-serra a frequência do sinal transmitido também modifica-se de forma correspondente e a informação está codificada por esta variação da frequência, como demonstrado na Figura 4.3. O sinal de retorno possui alterações de amplitude e fase decorrentes de todo o processo, que inclui os fatos associados à propagação no meio e à reflexão na substância.

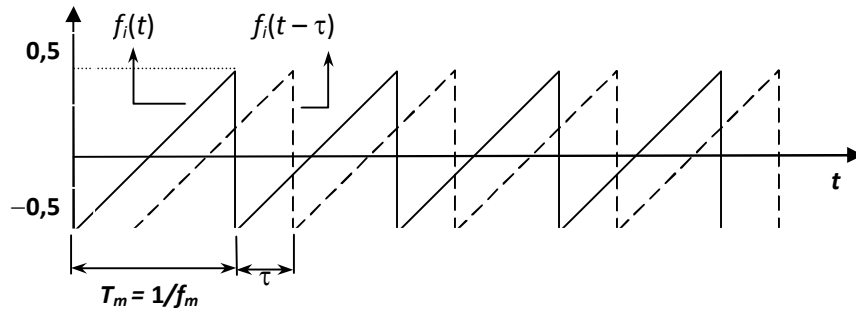


**Figura 4.3** é Sinal de modulação e da portadora modulada em frequência por uma onda dente-de-serra simétrica e com período  $T_m$  modulado e relacionado a variação da frequência. As amplitudes estão normalizadas.

Considerando, inicialmente, somente o atraso entre a transmissão e a recepção, pode-se demonstrar sua influência na determinação da frequência instantânea. Portanto, o sinal que retorna após o atraso  $\tau$ , corresponde ao enviado ( $t - \tau$ ). Conseqüentemente a função que inclui este atraso é uma grandeza adimensional que deve ser descrita como:

$$f_i(t - \tau) = \frac{t - \tau - kT_m}{T_m} \quad (4.9)$$

e sua representação gráfica está na Figura 4.4. Como já discutido, este atraso relaciona-se à distância percorrida entre a emissão e o retorno à antena.



**Figura 4.4** Sinal de dente-de-serra relativo à transmissão e à recepção, com o respectivo atraso sofrido entre a emissão e o retorno ao equipamento.

Como já verificado em (3.21) e (3.22), as variações na frequência instantânea e na diferença de fase sofrida por este sinal envolvem sua derivada e sua integração no tempo. Portanto, considerando o comportamento no tempo, deve-se integrar (4.9) em cada intervalo. Usando a variável  $s$  para a integração no tempo, tem-se:

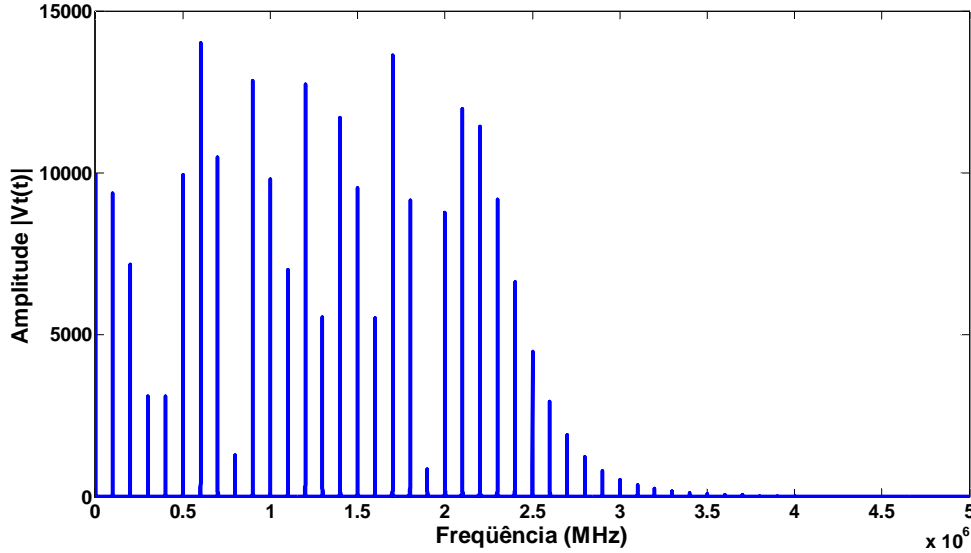
$$F(t) = \int_{kT_m}^t f_i(s) ds = \frac{(t - kT_m)^2}{2T_m} \quad (4.10)$$

sendo  $t$  um valor genérico do tempo. Este resultado é uma grandeza com dimensão de tempo. A função que descreve a fase anula-se em  $t = kT_m$  e alcança um máximo de  $T_m/8$  em  $t = T_m$ . Esta função aplicada em (4.6) descreve o sinal transmitido, incluindo sua dependência no tempo. Ao se passar para o domínio da frequência, têm-se as diversas componentes que o integram, com suas respectivas amplitudes. Esta representação está na Figura 4.5, obtida com a transformada rápida de Fourier aplicada em (4.6). Para seu levantamento utilizaram-se os valores especificados anteriormente, com portadora em 10 GHz e desvio de frequência de 50 MHz. Analogamente, para a função que representa o sinal de retorno com atraso  $\tau$ , obtém-se:

$$F(t - \tau) = \int_{kT_m}^{t - \tau} f_i(s - \tau) ds = \frac{(t - \tau - kT_m)^2}{2T_m} \quad (4.11)$$



Na Figura 4.5, representam-se estes resultados considerando as frequências mencionadas anteriormente, uma distância de  $R = 10\text{m}$  e os dois sinais (transmitido e recebido) segundo as equações deduzidas acima.



**Figura 4.5** Representação do espectro transmitido no domínio da frequência, obtido com a transformada rápida de Fourier aplicada no sinal que representa a função no domínio do tempo.

A diferença entre as variações instantâneas de fase  $F(t)$  e  $F(t - \tau)$  possui dependências diferentes de tempos para os dois intervalos consecutivos, determinados por:

$$\left(k - \frac{1}{2}\right)T_m + \tau \leq t \leq \left(k + \frac{1}{2}\right)T_m \quad (4.12)$$

$$\left(k + \frac{1}{2}\right)T_m \leq t \leq \left(k + \frac{1}{2}\right)T_m + \tau \quad (4.13)$$

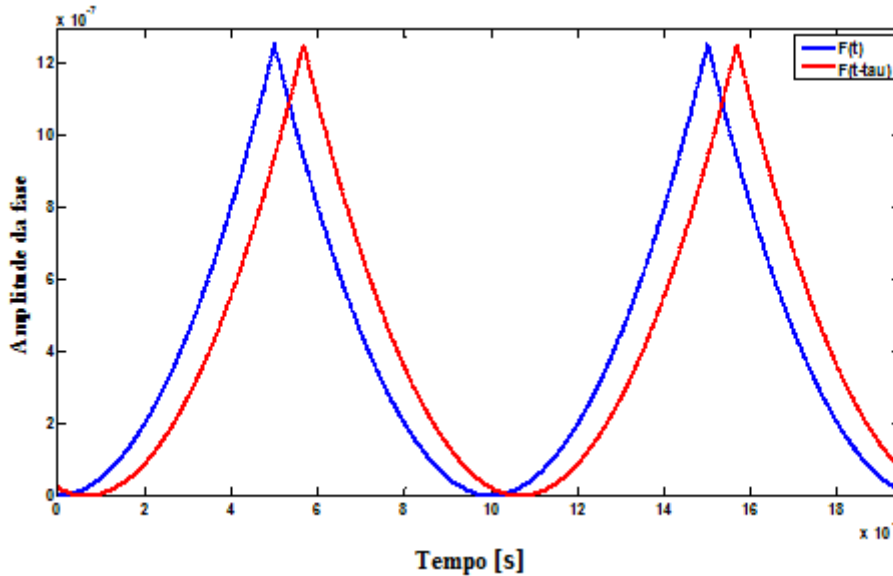
Para estes intervalos, define-se o fator de fase pela diferença entre  $F(t)$  e  $F(t - \tau)$  empregando as equações de (4.10) e (4.11). O resultado é:

$$\varphi_1(t) = \frac{\tau}{T_m} \left(t - \frac{\tau}{2} + kT_m\right) \quad (4.14)$$

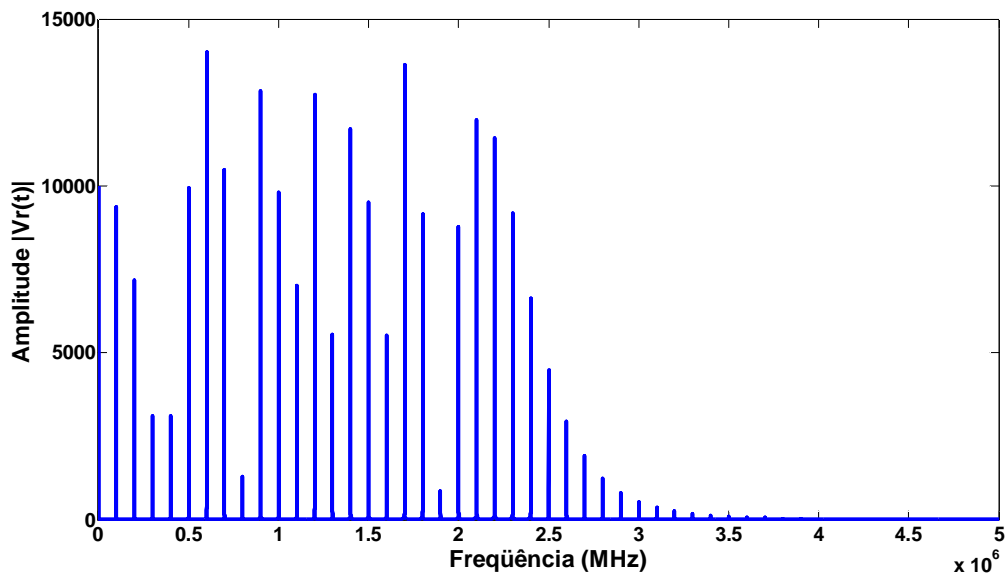
Pela variação de fase do sinal transmitido e recebido (Figura 4.5), conclui-se que para cada incremento de  $k$  tem-se novo intervalo de fase. Para representá-lo, pode-se calcular outro fator de fase também pela subtração de (4.10) e (4.11), porém haverá uma substituição em (4.10) de  $k$  por  $k+1$ . Assim, o outro fator de fase para o sinal é representado por

$$\varphi_2(t) = -\left(1 - \frac{\tau}{T_m}\right) \left(t - \frac{\tau}{2} - \left(k + \frac{1}{2}\right)T_m\right) \quad (4.15)$$

Estes fatores de fase representam, portanto, a diferença entre a fase transmitida e recebida, sendo  $\varphi_1$  correspondente a um intervalo e  $\varphi_2$  ao intervalo subsequente, com os cálculos representados graficamente na Figura 4.6.



**Figura 4.6** Variação da função que descreve a fase para os sinais transmitido e recebido, conforme as equações deduzidas no texto. Utiliza-se  $R=100m$  para melhor visualização do atraso calculado em  $0,667$ microsegundos.



**Figura 4.7** Representação do espectro recebido no domínio da frequência, obtido com a transformada rápida de Fourier aplicada no sinal que representa a função no domínio do tempo.

Partindo deste conceito, obtém-se o sinal recebido incluindo o atraso de propagação. Em uma situação mais geral, seu valor seria descrito por:

$$v_r(t) = \alpha \text{sen} \left[ (\omega_0 + \omega_d)t + \varphi_0 + \Delta\omega F(t - \tau) \right] \quad (4.16)$$

em que  $\omega_d$  representa uma variação na frequência causada pelo efeito Doppler-Fizeau, caso o alvo esteja em movimento. A nova parcela de ângulo  $\varphi_0$  é a diferença da fase da portadora entre o sinal emitido e o recebido e  $\tau$  é o atraso sofrido durante a propagação. Este sinal carrega a informação requerida, que é a medida do nível do tanque. Como se fez no caso do sinal transmitido, utilizou-se a transformada de Fourier para se chegar à sua representação no domínio da frequência e o resultado está na Figura 4.7.

#### 4.4.3 Conversão do sinal

Partindo do sinal recebido, pode-se, portanto, extrair a informação desejada. Para isso, conforme mostrado na Figura 4.1, é necessário a utilização do misturador, objeto da secção 3.7.5, para se obter a diferença de frequência entre o sinal transmitido e recebido [18,20]. Teoricamente, na saída desse circuito encontram-se diversas componentes, que incluem os sinais processados, seus harmônicos, componentes contínuas e termos resultantes da multiplicação dos sinais desenvolvidos em (4.6) e (4.16). A razão é que o misturador inclui elementos não-lineares, cuja função de transferência pode ser expandida em uma série de potências. Em geral, é possível considerar até o segundo ou o terceiro termo da expansão, uma vez que os demais têm efeitos pouco significativos. Nas diversas etapas do sistema pelas quais o sinal passará, existem filtros que suprimem diversas dessas componentes e, teoricamente, é possível obter na saída apenas o produto dos sinais individuais, na forma:

$$v_d(t) = \alpha \text{sen} \left[ (\omega_0 t) + \Delta\omega F(t) \right] \text{sen} \left[ (\omega_0 + \omega_d)t + \varphi_0 + \Delta\omega F(t - \tau) \right] \quad (4.17)$$

sendo  $\alpha$  um fator de escala que determina a amplitude do sinal a ser processado. Por conveniência, este produto será colocado em forma de soma de co-senos envolvendo os arcos resultantes da soma e da diferença entre os argumentos. Em seguida, os co-senos serão expandidos novamente e chega-se à seguinte expressão:

$$v_d(t) = \frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} \cos \left\{ \left[ F(t) - F(t - \tau) \right] \right\} \cos(\omega_d t + \varphi_0) + \\ \text{sen} \left\{ \left[ F(t) - F(t - \tau) \right] \right\} \text{sen}(\omega_d t + \varphi_0) - \\ \cos \left\{ \left[ F(t) - F(t - \tau) \right] \right\} \cos(2\omega_0 t + \omega_d t + \varphi_0) - \\ \text{sen} \left\{ \left[ F(t) - F(t - \tau) \right] \right\} \text{sen}(2\omega_0 t + \omega_d t + \varphi_0) \end{array} \right\} \quad (4.18)$$

Como na segunda parcela da equação o termo  $2\omega_0 t$ , resultante da soma dos termos, refere-se ao segundo harmônico do sinal, este pode ser desconsiderado, mais uma vez pelo fato de estar fora da faixa de passagem das diversas etapas na quais o sinal passará. Neste

trabalho, será utilizado somente o primeiro termo do sinal, que resulta da diferença entre os argumentos e é designado por:

$$v_d(t) = \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &\cos\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} \cos(\omega_d t + \varphi_0) + \\ &\text{sen}\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} \text{sen}(\omega_d t + \varphi_0) \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

Pode-se verificar em (4.19) o aparecimento do termo  $[F(t) - F(t - \tau)]$ . Em termos mais rigorosos, no processo de mistura entre os sinais surgem componentes contínuas e também outros produtos de intermodulação, devido à não-linearidade na atuação do misturador. Por representar um sinal contínuo e periódico, a equação (4.19) pode ser ainda expandida pela série de Fourier, que no caso geral assume o aspecto:

$$v_d(t) = a_0 + \sum_{m=1}^{\infty} [a_n \cos(n \omega_m t) + b_n \text{sen}(n \omega_m t)] \quad (4.20)$$

Como a distância medida é dada pela diferença de fase  $[F(t) - F(t - \tau)]$ , e sendo esta uma função periódica com período  $T_m$ , é possível expandi-la também com a série de Fourier. Devido à ortogonalidade das funções seno e co-seno, as resultantes para a expansão de (4.19) são:

$$\cos\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [a_n \cos(n \omega_m t)] \quad (4.21)$$

$$\text{sen}\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [b_n \text{sen}(n \omega_m t)] \quad (4.22)$$

onde:

$$a_n = \frac{2}{T_m} \int_0^{T_m/2} \cos\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} \cos(n \omega_m t) dt \quad (4.23)$$

$$b_n = \frac{2}{T_m} \int_0^{T_m/2} \text{sen}\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} \text{sen}(n \omega_m t) dt \quad (4.24)$$

Os cálculos da integração levam aos resultados (Apêndice C):

$$a_n = \text{sinc}\left(\frac{-2 \pi n}{T_m}\right) - \text{sinc}\left(\frac{+2 \pi n}{T_m}\right) \quad (4.25)$$

$$b_n = \text{sinc}\left(\frac{-2 \pi n}{T_m}\right) + \text{sinc}\left(\frac{+2 \pi n}{T_m}\right) \quad (4.26)$$

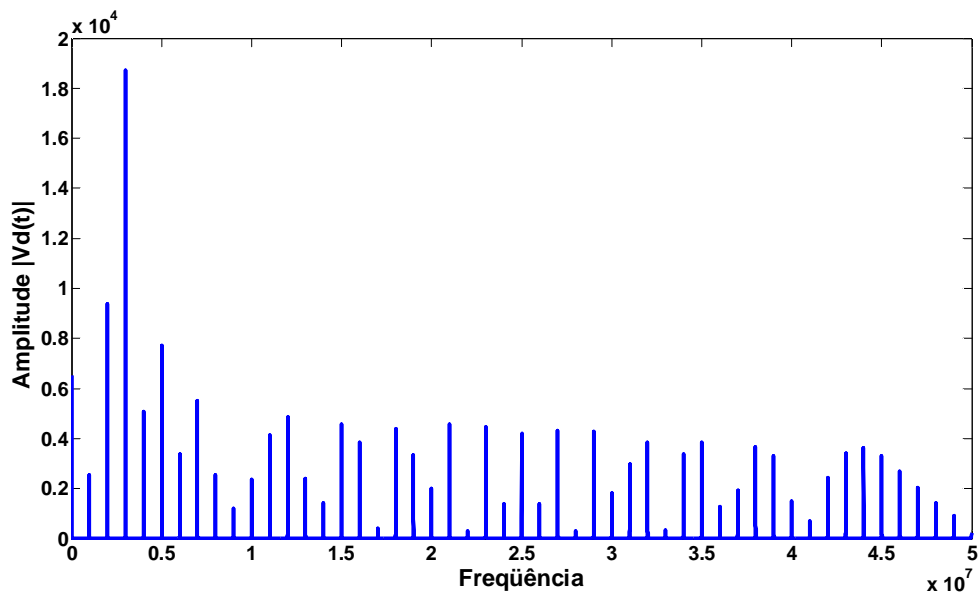
em que se verifica que o valor médio de  $a_0$ , obtido para  $n = 0$ , ficará nulo. Portanto, na saída do misturador tem-se:

$$v_d(t) = \frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \operatorname{sinc}\left(\frac{-2n}{T_m}\right) - \operatorname{sinc}\left(\frac{+2n}{T_m}\right) \right] \cos(n\omega_m t) + \\ \left[ \operatorname{sinc}\left(\frac{-2n}{T_m}\right) - \operatorname{sinc}\left(\frac{+2n}{T_m}\right) \right] \operatorname{sen}(n\omega_m t) \end{array} \right\} \quad (4.27)$$

Deste sinal, obtém-se uma resposta simples relativa à medida do nível. São desconsideradas influências do material e de eventuais interferências na propagação. Pode ser melhor visualizado fazendo sua representação no domínio da frequência, onde são descritas as diversas componentes e suas amplitudes relativas. Para esta operação, utilizou-se o algoritmo da transformada rápida de Fourier e o resultado fica como na Figura 4.8. Como se mencionou, na saída do misturador empregam-se filtros que removam as frequências indesejáveis, garantindo a permanência apenas da frequência de batimento. Para múltiplos alvos, diversas frequências produzirão saídas múltiplas no misturador. Em sistemas mais sofisticados, há necessidade de um tratamento especial para a identificação do eco. Para a onda dente de serra, a frequência de batimento é proporcional ao atraso  $\tau$  e, conseqüentemente, ao alcance edido, sendo obtida por:

$$f_b = \tau f_m \Delta f \quad (4.28)$$

onde  $f_m$  é a frequência de modulação adotada e  $f$  é o desvio de frequência.



**Figura 4.8** Representação do sinal de saída do misturador no domínio da frequência, obtido com a transformada rápida de Fourier aplicada na equação que representa a função no domínio do tempo.

#### 4.4.4 Filtragem do sinal

A filtragem do sinal emprega um filtro passa-faixa que elimina todas as componentes indesejáveis do sinal. Foi adotada a frequência central sendo a de batimento e a faixa de passagem limitada aos valores  $\pm 2f_m$ . A escolha é devida ao espaçamento entre as raiais ser de  $f_m$ , provindas do processo de modulação. Pode se verificar abaixo o diagrama do filtro utilizado, bem como o sinal filtrado. Na simulação, adotou-se o filtro passa-faixa tipo Butterworth com a ordem 2 capaz de garantir as componentes desejadas e suprimir as demais. Com isto, consegue-se a representação no domínio da frequência ilustrada na Figura 4.9. Para a frequência de batimento dada em (4.28) considerou-se um atraso correspondente a uma distância de 10 metros, uma frequência de modulação de 100kHz e um desvio de frequência de 50MHz. Assim, seu valor é de 0,3 MHz.

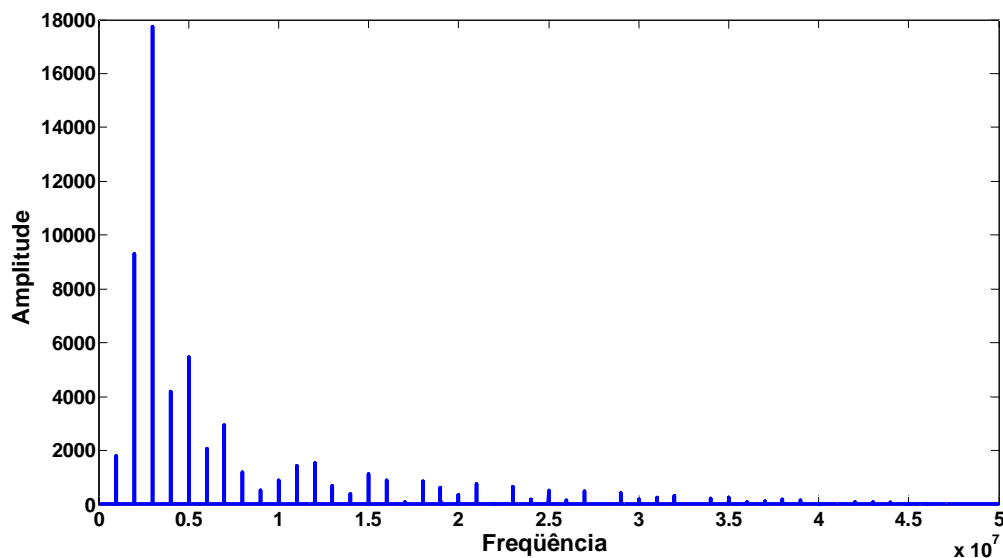


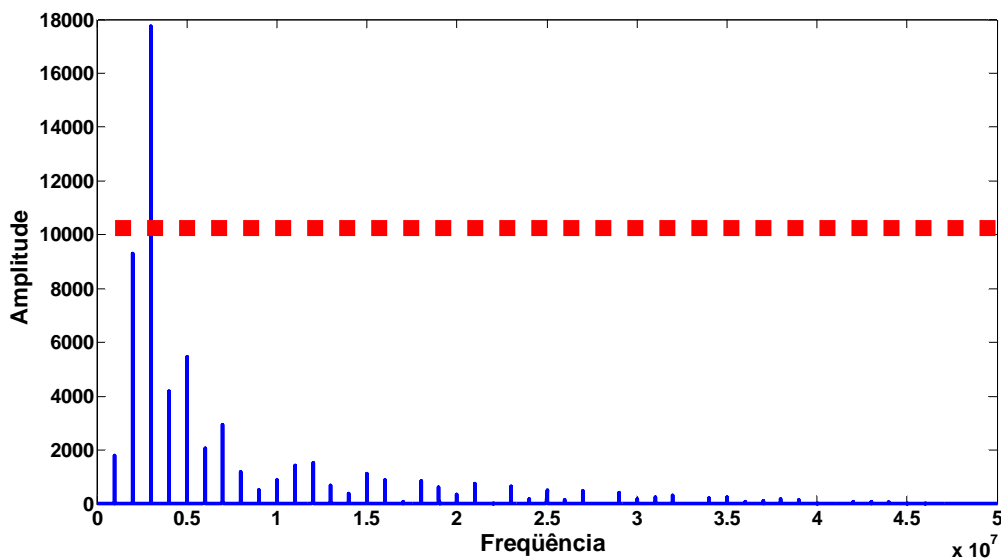
Figura 4.9 é Resposta em frequência da saída do filtro, conservando-se as componentes desejadas no processamento do sinal.

#### 4.5 Identificação do eco no sinal recebido

Através da informação na saída do filtro, processa-se o sinal para a obtenção da distância medida. A escolha do método mais apropriado para identificar a informação depende das características do meio de propagação e das propriedades do radar. Existem métodos para obtenção do alcance, alguns deles capazes de apresentar bons resultados mesmo se o retorno possuir alto nível de interferência. A idéia básica é que o método selecionado deve remover as interferências e extrair a envoltória do sinal, fornecendo resultados que evitem incertezas na fase e na frequência de batimento ( $f_b$ ), parâmetro fundamental para

localização do alvo. Pela Figura (4.9), observa-se que a frequência de batimento equivale a 0,33MHz, correspondente ao atraso para uma distância de 10m.

Existe um método comum que detecta a distância através do processamento espectral do sinal. É baseado na utilização de uma técnica de limiar de detecção[29]. A magnitude de cada amostra complexa do eco na saída do filtro é comparada com um limiar pré-estabelecido. Se o nível encontrado for abaixo deste limiar, supõe-se que seja interferência e não o sinal desejado. Se o resultado estiver acima do limiar, considera-se a presença do alvo. Em essência, o detector faz a decisão entre a energia de cada amostra recebida. Por ser um método estatístico, existe a probabilidade de uma falha na decisão [29]. Este conceito de detecção tendo um limiar como referência pode ser aplicado para diferentes sistemas de processamento de sinal. Neste trabalho, o limiar é fixado em um valor conveniente para o alcance do equipamento e considerando características próprias de sua construção, como nível de ruído, ganho dos estágios de recuperação do sinal, entre outros fatores. (Figura 4.10). Em sistemas práticos, as interferências raramente são conhecidas o suficiente para uma fixação do limiar. Assim, são necessários ensaios em campo, para garantir a confiabilidade da medição.



**Figura 4.10 6** Componentes em frequência na saída do filtro com limiar estimado para demonstrar o método.

Pode-se observar pela Figura 4.10 que a amplitude da componente na frequência de batimento encontra-se acima do limiar. Esta frequência ( $f_b$ ) é utilizada para o cálculo da distância, correspondendo ao nível da substância medida, segundo a expressão [18]:

$$R = \frac{cf_b}{2\Delta f f_m} \quad (4.29)$$

Nesta equação, todos os fatores envolvidos já foram expostos em descrições anteriores. Os valores dos gráficos mostrados foram obtidos para uma distância de 10 metros, à exceção da Figura 4.6, onde se optou por um valor maior para destacar o atraso e sua representação por diferentes curvas.

#### 4.6 Melhoria na faixa de resolução em radares FMCW

A exatidão do método convencional pela análise espectral, descrito na secção anterior, pode ser melhorada. Esta, apresenta uma resolução que tem efeito direto na qualidade da medição. Esta resolução é traduzida pela capacidade do medidor em identificar o alcance, a partir da frequência de batimento. Em radares FMCW, a resolução final depende da largura de banda do sinal transmitido, da resolução de frequência no receptor e da linearidade da varredura em frequência. Escrevendo-se  $f_b$  em função de  $R$  em (4.30), efetua-se a derivada da frequência em função da distância, obtendo-se diferentes frequências para cada faixa de alcance:

$$\frac{df_b}{dR} = \frac{2\Delta f}{T_m c} \quad (4.30)$$

$$\Delta f_b \cong \left( \frac{2\Delta f}{c T_m} \right) \Delta R \quad (4.31)$$

A resolução na distância corresponde a um atraso entre o início de um ciclo e o término desse ciclo no retorno do sinal. Ou seja, corresponde a uma diferença de tempo de dois ciclos de modulação, representada por:

$$\Delta f_b = \frac{2}{T_m} \quad (4.32)$$

que ao ser substituída em (4.32) demonstra a resolução para a frequência de batimento:

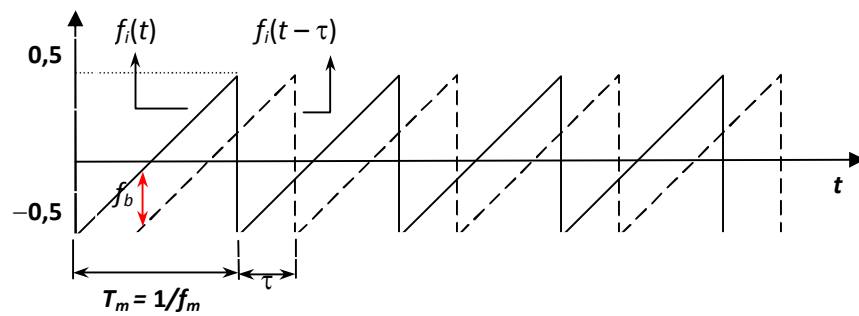
$$\Delta R = \frac{2c}{2\Delta f} = \frac{c}{\Delta f} \quad (4.33)$$

Como a resolução é calculada pela a emissão e recepção da onda eletromagnética, obtém-se que em radares FMCW:

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f} \quad (4.34)$$



Para a justificativa, pode-se tomar por referência a Figura 4.4, percebe-se que a frequência de batimento está relacionada às comparações entre o sinal transmitido e recebido, que depende do atraso. Para facilidade na interpretação, essa figura está reproduzida na Figura 4.11, com o destaque para a frequência de batimento. Observa-se que a máxima variação possível nesta frequência corresponde a um atraso igual a duas vezes o período da onda dente-de-serra do sinal modulante, comprovando a variação dada em (4.32).



**Figura 4.11** Determinação da frequência de batimento por combinação dos sinais transmitido e recebido. Observar que a máxima variação em  $f_b$  ocorre quando o atraso for igual ao período do modulante.

Partindo dos dados da secção 4.2.1,  $R$  do radar equivale a 60cm para  $f = 250\text{MHz}$  e 3m para  $f = 50\text{MHz}$ . Pelas simulações com os valores mostrados na tabela abaixo, observa-se que em determinado alcance, a frequência de batimento ( $f_b$ ) apresenta valores próximos, dentro da faixa de resolução. Isto impede que a detecção convencional nessas medidas seja perfeitamente confiável. Abaixo seguem tabelas comparando os alcances simulados, obtidos com os gráficos gerados pela aplicação das funções em um programa Matlab<sup>®</sup>, considerando o limiar fixado sem a presença de interferências, e os calculados por (4.30). Admitiram-se os valores  $f = 250\text{MHz}$  e  $f = 50\text{MHz}$  para comparar a exatidão das medidas.

**Tabela 4.1 6** Frequências de batimento para os valores especificados na secção 4.2.1 e  $f$  de 250MHz. Nas duas primeiras colunas estão os resultados das simulações e nas duas últimas os valores calculados.

Alcance adotado $R(m)$	Frequência de batimento $f_b (MHz)$
8.5	14,001
8.6	14,001
8.7	14,001
8.8	15,001
8.9	15,001
9.0	15,001
9.1	15,001
9.2	15,001
9.3	16,001

Alcance adotado $R(m)$	Frequência de batimento $f_b (MHz)$
8.5	14,167
8.6	14,333
8.7	14,500
8.8	14,667
8.9	14,833
9.0	15,000
9.1	15,167
9.2	15,333
9.3	15,500

9.4	16,001
9.5	16,001
9.6	16,001
9.7	16,001
9.8	16,001
9.9	16,001
10.0	17,001

9.4	15,667
9.5	15,833
9.6	16,000
9.7	16,167
9.8	16,333
9.9	16,500
10.0	16,667

**Tabela 4.2 ó** *Frequências de batimento para os valores especificados na secção 4.2.1 e  $f$  de 50MHz. Nas duas primeiras colunas estão os resultados das simulações e nas duas últimas os valores calculados.*

Alcance adotado $R(m)$	Frequência de batimento $f_b$ (MHz)
7.0	2,001
7.1	2,001
7.2	2,001
7.3	2,001
7.4	2,001
7.5	2,001
7.6	2,001
7.7	3,001
7.8	3,001
7.9	3,001
8.0	3,001
8.1	3,001
8.2	3,001
8.3	3,001
8.4	3,001
8.5	3,001
8.6	3,001
8.7	3,001
8.8	3,001
8.9	3,001
9.0	3,001
9.1	3,001
9.2	3,001
9.3	3,001
9.4	3,001
9.5	3,001
9.6	3,001
9.7	3,001
9.8	3,001
9.9	3,001
10.0	3,001
10.1	3,001
10.2	3,001

Alcance adotado $R(m)$	Frequência de batimento $f_b$ (MHz)
7.0	2,333
7.1	2,366
7.2	2,400
7.3	2,433
7.4	2,466
7.5	2,500
7.6	2,533
7.7	2,566
7.8	2,600
7.9	2,633
8.0	2,666
8.1	2,700
8.2	2,733
8.3	2,766
8.4	2,800
8.5	2,833
8.6	2,866
8.7	2,900
8.8	2,933
8.9	2,966
9.0	3,000
9.1	3,033
9.2	3,066
9.3	3,100
9.4	3,133
9.5	3,166
9.6	3,200
9.7	3,233
9.8	3,266
9.9	3,300
10.0	3,333
10.1	3,366
10.2	3,400

10.3	3,001
10.4	3,001
10.5	3,001
10.6	3,001
10.7	4,001
10.8	4,001
10.9	4,001
11.0	4,001
11.1	4,001
11.2	4,001
11.3	4,001
11.4	4,001
11.5	4,001
11.6	4,001
11.7	4,001
11.8	4,001
11.9	4,001
12.0	4,001

10.3	3,433
10.4	3,466
10.5	3,500
10.6	3,533
10.7	3,566
10.8	3,600
10.9	3,633
11.0	3,666
11.1	3,700
11.2	3,733
11.3	3,766
11.4	3,800
11.5	3,833
11.6	3,866
11.7	3,900
11.8	3,933
11.9	3,966
12.0	4,000

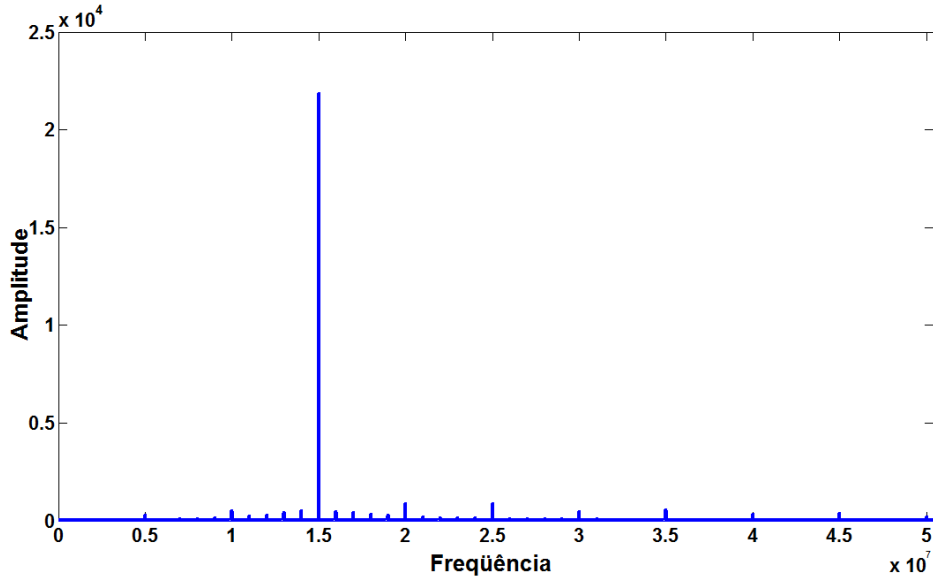
Para os valores simulados, a frequência de batimento fica com o mesmo valor para a faixa de alcance entre 8.8m e 9.2m quando  $f = 250$  MHz e para alcances entre 7,7m e 10,6m para  $f = 50$  MHz. Trata-se de importante limitação do método convencional que pode ser mitigada com o método estudado neste trabalho, onde se pode garantir resultados mais exatos.

#### 4.5 Descrição do método proposto

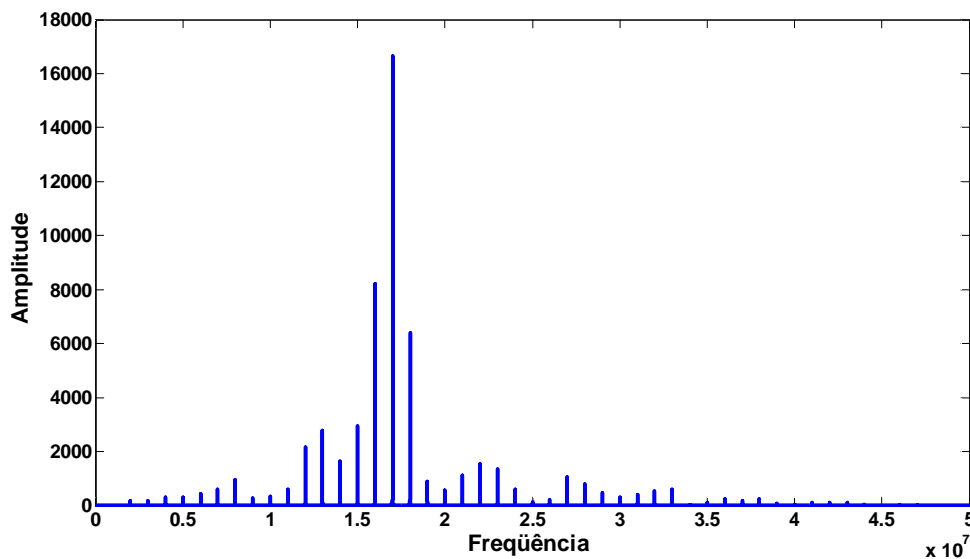
Na medição de nível, os fabricantes especificam uma resolução para cada radar. No método convencional de detecção, verificou-se o quanto uma resolução elevada pode comprometer a confiabilidade da medida, como destacado nas Tabelas 4.1 e 4.2. Como os processos industriais requerem exatidão na medida, é necessário desenvolver algum procedimento que evidencie pequenas diferenças nas distâncias informadas.

Inicialmente, é utilizado o método comum da detecção do pico no espectro. O valor máximo, denominado pico máximo global, identifica a frequência de batimento e, conseqüentemente, o alcance do sinal emitido. A informação colhida na análise espectral é baseada no sinal medido e calculado da saída do misturador. Considera-se o alcance dentro de um ciclo do sinal modulante e, portanto, a utilização de (4.5) com  $n = 1$ . Neste sinal, é aplicada a transformada rápida de Fourier, extraindo-se sua descrição no domínio da frequência. Identifica-se o valor máximo no espectro, utilizado para calcular a distância. Assim, somente a magnitude da componente é necessária para o cálculo. Para a primeira

simulação, adotaram-se os dados já estipulados no item 4.2.1, porém com  $R = 9$  m e com  $R = 10$  m para  $f = 250$  MHz. As Figuras 4.12 e 4.13 ilustram os resultados após o processo de filtragem.

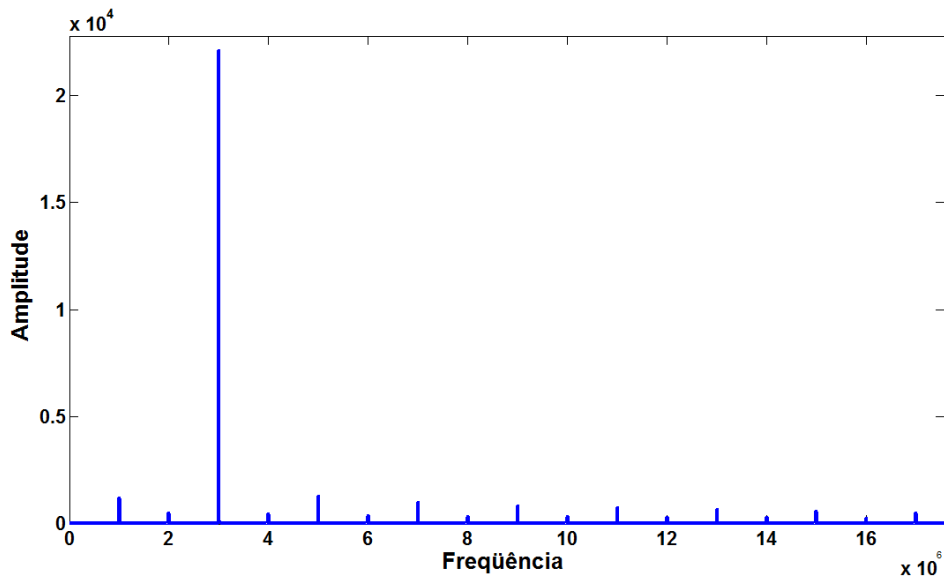


**Figura 4.12** 6 Espectro de frequência para  $R = 9$  m com  $f = 250$  MHz.

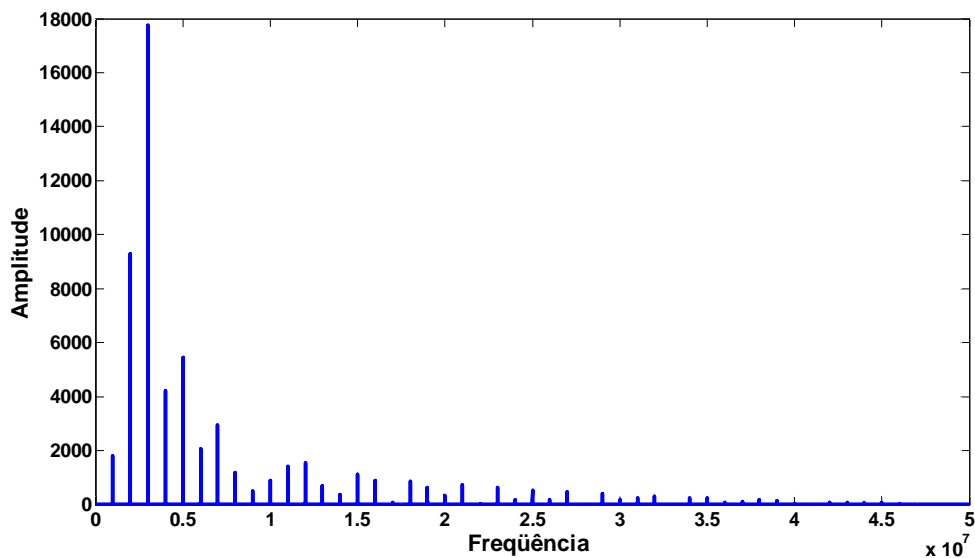


**Figura 4.13** 6 Espectro de frequência para  $R = 10$  m com  $f = 250$  MHz.

Observa-se pela Figura 4.12 que o máximo pico global identifica a frequência de batimento em 15 MHz para  $R = 9$  m. O mesmo ocorre para a Figura 4.13, onde o máximo pico global identifica a frequência de batimento em 17 MHz para  $R = 10$  m. Para  $f = 50$  MHz, têm-se os espectros de frequências para  $R = 9$  m e  $R = 10$  m ilustrados nas Figuras 4.14 e 4.15.



**Figura 4.14** ó Espectro de frequência para  $R = 9\text{ m}$ , supondo  $f = 50\text{ MHz}$ .

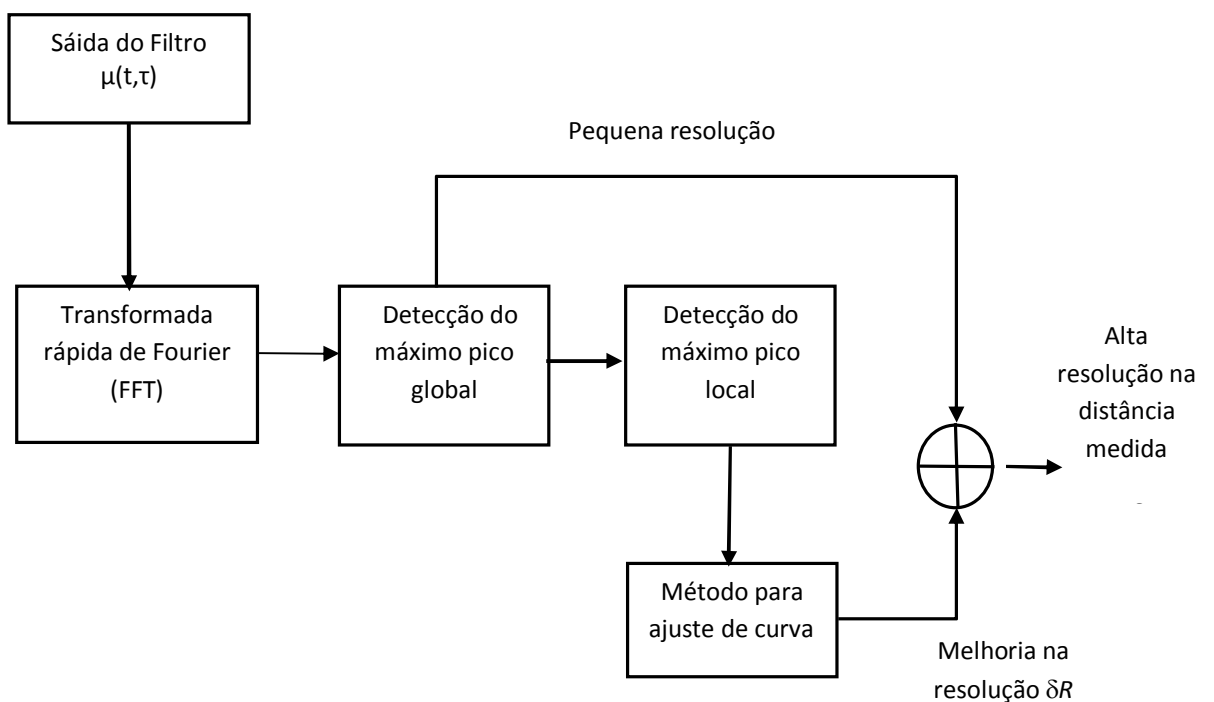


**Figura 4.15** ó Espectro de frequência para  $R = 10\text{ m}$ , para  $f = 50\text{ MHz}$ .

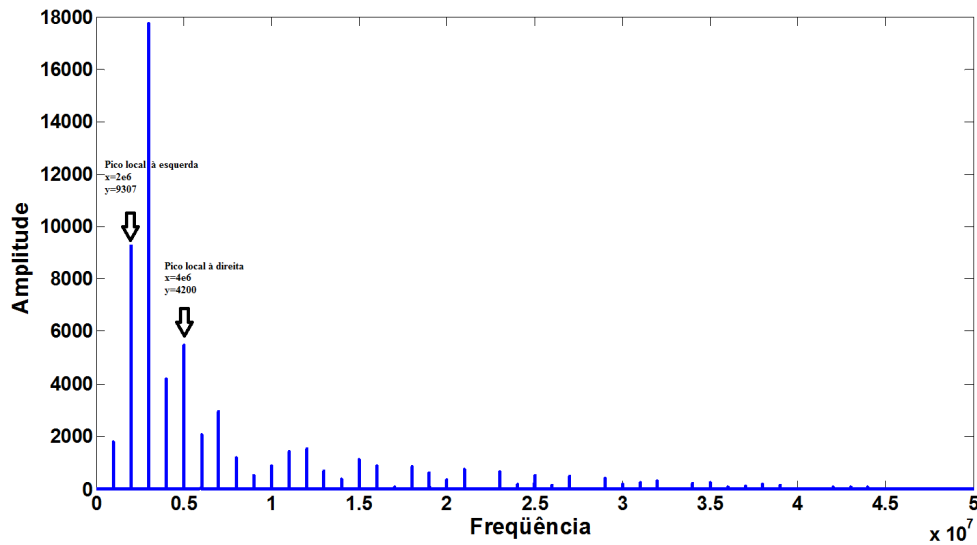
Observa-se pelo gráfico da Figura 4.14 que o máximo pico global identifica a frequência de batimento ( $f_b$ ) em 3MHz para  $R = 9\text{m}$ . O mesmo ocorre para o resultado que se mostra na Figura 4.15, onde o máximo pico global identifica a frequência de batimento em 3MHz para  $R = 10\text{m}$ . Verifica-se que a frequência de batimento é idêntica para os alcances estipulados. Isso decorre da resolução de 3m quando se utiliza um desvio de frequência de 50MHz. Portanto, para desvio de 250MHz, para valores próximos da distância a ser conhecida  $R$  encontram-se valores próximos na saída do misturador, com um erro de aproximadamente de 60cm. Ou seja, para valores próximos de  $R$  há um erro que é transferido

para o nível da substância medida. Tanto na simulação quanto no resultado teórico, é observada tal aproximação dos valores de  $R$ .

Um método para melhorar a resolução da medida consiste na análise do sinal recebido no espectro e na utilização de um ajuste de curva. Identifica-se um pico adicional próximo ao máximo global, sendo enviado ao dispositivo empregado no ajuste da curva. Posteriormente, a faixa de ajustamento é analisada juntamente com o máximo pico global. O esquema da Figura 4.16 ilustra o procedimento para a melhoria da resolução. Inicialmente, emprega-se a transformada rápida de Fourier para a extração da frequência no sinal na saída do filtro. Com sua aplicação, tem-se uma excelente eficiência no processamento envolvido no método. Como o espectro é utilizado para determinar a distância, pode-se ignorar a parte negativa criada na transformação para o domínio da frequência.



**Figura 4.16** - Diagrama em blocos do método de melhoria da resolução da distância medida.[30]



**Figura 4.17** É Espectro de frequência para análise do método, destaque ampliado da Figura 4.8. Está representado o sinal no domínio da frequência, na saída do filtro, supondo um alcance de 10m e desvio de frequência de 50MHz.

Por meio da análise do espectro, encontra-se o máximo pico global. Sabe-se que a saída do misturador fornece um pico máximo para  $f = f_b = 0,3\text{MHz}$ . Pela teoria da modulação em frequência, as raías adjacentes possuem espaçamento igual a  $f_m$ . Como se trata de um sinal periódico, tem-se um espaçamento de frequência dado por:

$$f_n = yf_m \quad (4.35)$$

sendo  $y$  um inteiro, diferente de zero. Da figura 4.9, reproduzida na Figura 4.17, a partir da frequência de batimento, tem-se  $f_1 = 0,4\text{ MHz}$ ,  $f_2 = 0,5\text{ MHz}$ ,  $f_3 = 0,6\text{ MHz}$ , para  $f = 50\text{ MHz}$  e alcance  $R = 10\text{m}$ . Uma característica desta representação espectral é a amplitude obedecendo á função  $\text{sinc}(x)$ , visualizada em (4.27). Esta função pode ser representada por:

$$u = \text{sinc}(x) = \frac{\text{sen}x}{x} \quad (4.36)$$

que apresenta máximo igual à unidade quando  $x = 0$ . Esta função apresenta lobos secundários, com máximos e mínimos sempre que sua derivada for igual a zero. O máximo ocorre nos pontos em que a derivada segunda for negativa e o mínimo para a derivada segunda positiva. Como o interesse deste trabalho é pela amplitude da função, o levantamento será pelo seu valor absoluto. Portanto, os mínimos aparecem como novos valores máximos. Desta maneira, os resultados são obtidos com:

$$\frac{\partial y}{\partial x} = \frac{x \cos(x) - \text{sen}(x)}{x^2} = 0 \quad (4.37)$$

de onde se tira

$$\operatorname{senc}x = x \cos x \quad (4.38)$$

Trata-se de uma equação transcendental sem solução analítica. Sua solução numérica conduz aos seguintes valores para o argumento:  $x = 4,4934$ ,  $x = 7,725$ ,  $x = 10,904$ , etc.. Nestes argumentos, resultam nas amplitudes da função  $u = 0,976/x$ ,  $u = 0,992/x$ ,  $u = 0,996/x$ , etc.

Portanto, pode-se considerar como se o numerador fosse próximo da unidade e as amplitudes dos lobos secundários decrescem com  $1/x$ , aproximadamente. Devido ao interesse somente na magnitude do sinal, utiliza-se o valor absoluto da representação espectral. Usando as propriedades da função *sinc*, os maiores picos estarão próximos ao máximo pico global. Estes poderão ser encontrados tanto à direita quanto à esquerda no espectro. A transformada rápida de Fourier possui uma resolução em frequência diretamente ligada ao número de amostras  $N$  que contém o sinal discreto. Esta resolução é dada por:

$$R_f = \delta f = \frac{f_s}{N} \quad (4.39)$$

onde  $f_s$  é a frequência de amostragem, especificada segundo o critério de Nyquist. Na simulação, adotou-se  $f_s$  de 100MHz e o número de amostras ( $N$ ) de 50000. Escolheu-se uma frequência de amostragem muito maior do que o valor mínimo necessário para se ter maior precisão e maior exatidão nos resultados. Portanto, esta relação estabelece as raiais de contidas no espectro. Como se utiliza a parte positiva do espectro, tem-se:

$$R_f = \delta f = \frac{f_s}{2N} \quad (4.40)$$

Observa-se que a frequência de modulação é de 100kHz. Assim, partindo da resolução da FFT e do período do sinal modulante, pode se encontrar a posição dos maiores picos próximos ao máximo pico global. Portanto, se o pico global estiver localizado na amostra do espectro  $m_{ésima}$ , o pico mais próximo à esquerda será para  $(m-100\text{kHz}/1000)_{ésima}$  amostras. Similarmente, o pico mais próximo à direita será localizado para  $(m+100\text{kHz}/1000)_{ésima}$  amostras. Para evitar a complexidade, serão consideradas amostras no intervalo de  $(m-101)_{ésima}$  até  $(m-99)_{ésima}$  para localização de picos à esquerda e no intervalo  $(m+99)_{ésima}$  até  $(m+101)_{ésima}$  amostras de picos mais próximos a direita [30]. Na Figura 4.17, tem-se o espectro de frequência da Figura 4.16 amostrado. Visualizam-se os picos que possuem maiores amplitudes à direita e à esquerda do máximo pico global.

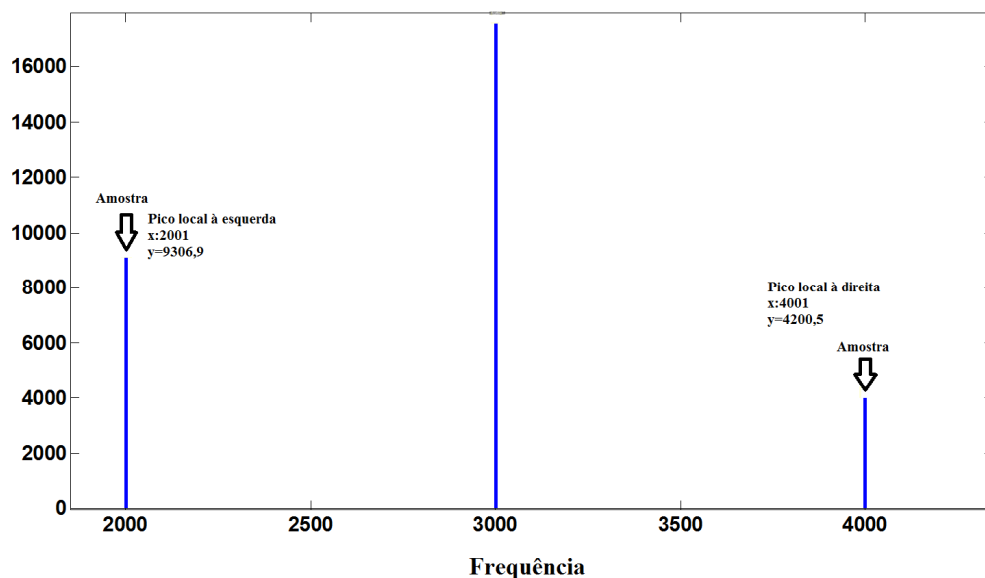
O método proposto para melhoria da resolução da distância identifica, através da amplitude, qual possui o maior valor entre os picos adjacentes ao máximo global, denominado pico máximo local. Neste caso, representado pela Figura 4.18, tem-se o pico máximo local à



esquerda com maior valor que o máximo local à direita. Pode-se admitir, portanto, que o segundo maior pico está localizado à esquerda do máximo pico global e nomear-se os picos extraídos como esquerda-menor-direta-maior. Encontrado os picos, utiliza-se o método ajustando-os em posições próprias no lobo principal da função *sinc*. As amplitudes dos picos, neste caso, são essenciais para realização do ajuste. O método proposto usa como base um *sinc* padronizado, comumente definido por:

$$\text{sinc}(x) = \frac{\text{sen } \pi x}{\pi x} \quad (4.41)$$

Adota-se esta definição para se obter uma função retangular unitária com a aplicação da transformada de Fourier.

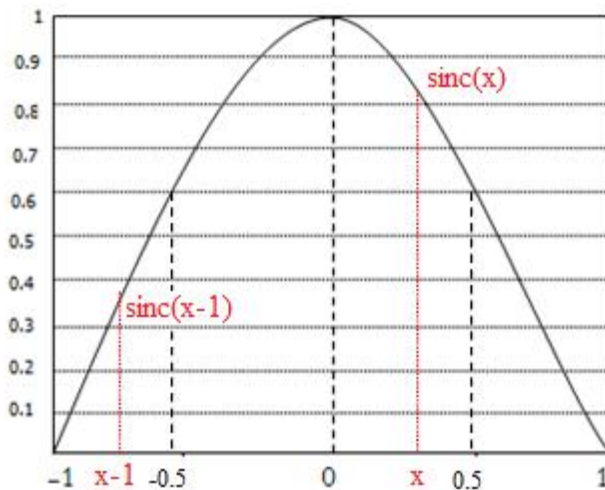


**Figura 4.18** 6 Detecção do máximo pico local, obtido com as restrições de amostragem descritas no texto. Observa-se que a amplitude maior encontra-se com o pico máximo local à esquerda

A *sinc* utilizada é representada, portanto, por uma variação de  $\delta$  a  $+$ . Esta variação agora é representada no método por  $-1$  a  $+1$ . Isto é facilmente perceptível através da derivada da função *sinc*( $x$ ) utilizando L'Hospital para o levantamento da indeterminação:

$$\lim_{x \rightarrow 0} \left[ \frac{\text{sen}(\pi x)}{\pi x} \right] = \lim_{x \rightarrow 0} \left[ \frac{\pi \cos(\pi x)}{\pi} \right] = 1 \quad (4.42)$$

Adotam-se, portanto, valores para  $x$  de onde se obtém uma variação de  $-1$  a  $+1$ , demonstrada pela Figura 4.19.



**Figura 4.19** ó Movimento da curva para encontrar a faixa de ajuste, segundo o método descrito. As duas raiais estão afastadas de uma amostra.

Percebe-se em (4.27) que no somatório em  $n$  têm-se variações em inteiros diferentes sucessivamente de uma unidade. Portanto, obtém-se na *sinc* um espaçamento igual a 1 entre cada pico. Serão encontradas na *sinc* somente duas raiais, sendo o máximo pico global e o máximo pico local. Um caso incondicional ocorrerá se a raia principal encontrar-se na posição  $x = 0$ . Partindo disto, terá as outras duas raiais na posição  $x=-1$  e  $x=+1$  e representarão amplitudes nulas na envoltória determinada pela *sinc*.

Para entendimento, consideram-se os picos como na Figura 4.18 (esquerda-menor-direita-maior). Dividindo a *sinc* em quatro partes, como demonstrado na Figura 4.19, o maior pico à direita estará sempre entre  $x = 0$  e  $x = 0.5$  o menor pico à esquerda estará sempre entre  $x = 0.5$  e  $x = 1$ . Portanto, dessa relação, pode-se fazer uma varredura entre  $x = 0$  e  $x = 0.5$  para se obter o pico esquerda-menor-direita-maior. Similarmente, na situação esquerda-maior-direita-menor os valores de  $x$  são obtidos pela varredura entre  $x = 0.5$  até  $x=1$ .

Na teoria, o método extrai os dois picos, fixa-os e, posteriormente, partindo dos valores de  $x$  encontrados, move-se a *sinc* até encontrar-se a posição de ajuste. Quando melhorar o ajuste, tem-se a relação[30] :

$$\frac{Y_1}{\text{sinc}(x)} = \frac{Y_2}{\text{sinc}(x-1)} \quad (4.43)$$

sendo  $Y_1$  e  $Y_2$  as amplitude das raiais encontradas e  $\text{sinc}(x)$  e  $\text{sinc}(x-1)$  o espaçamento entre cada raia. Observa-se novamente que esta diferença é obtida pela amplitude do sinal, variação do valor de  $n$ . Esta relação acima pode ser traduzida em:

$$Y_1 \sin c(x-1) - Y_2 \sin c(x) = 0 \quad (4.44)$$

Não é possível fazer uma varredura de forma contínua para verificar a validade desta equação. Em um procedimento usual, faz-se a variação em valores discretos, com pequeno intervalo entre eles. Por conseguinte, nem sempre se encontram valores exatos que satisfazem esta equação. O que se faz é minimizar a diferença entre o primeiro membro e o valor nulo do segundo membro. Para isto, utiliza-se um procedimento matemático  $arg_{min}$  o qual encontra o mínimo valor para a função, o que é, portanto, o ajuste da resolução da distância. Então,

$$\delta R = arg \min_x |Y_1 \sin c(x-1) - Y_2 \sin c(x)| \quad (4.45)$$

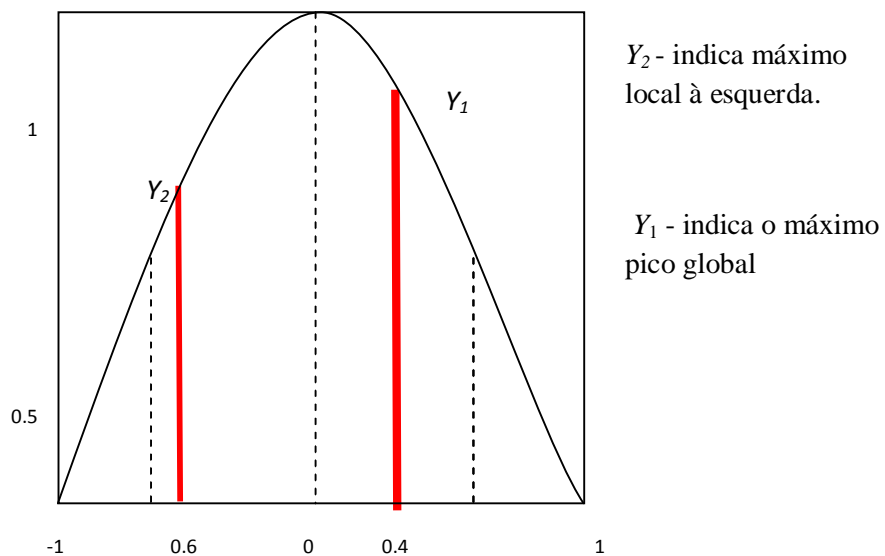
Após obter o valor do ajuste, pode-se melhorar a resolução da distância. Para isto, calcula-se a diferença entre o valor do ajuste encontrado e o valor da distância medida ( $R$ ). Para o sinal esquerda-menor-direta-maior, o melhoramento da resolução é dado por:

$$R - \delta R \quad (4.46)$$

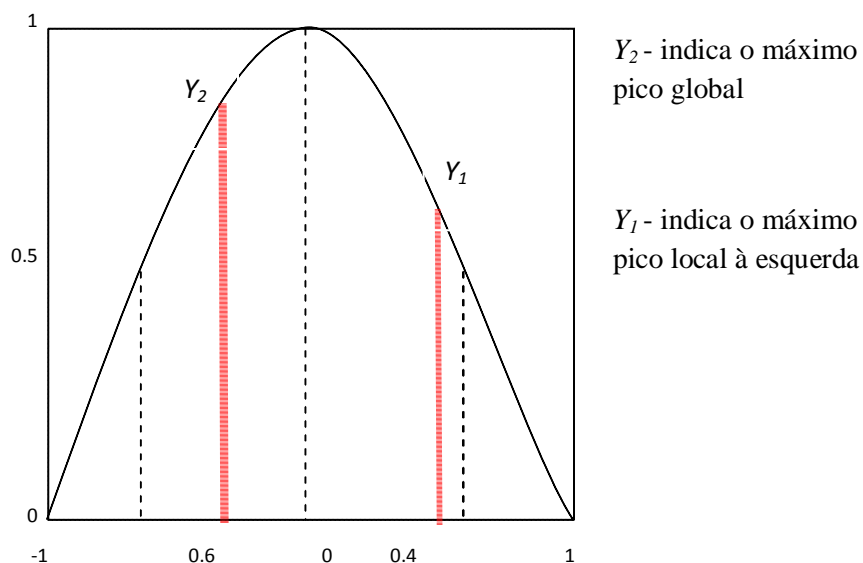
e para o sinal esquerda-maior-direta-menor, o melhoramento da resolução é dado por:

$$R + \delta R \quad (4.47)$$

Nas Figuras 4.20 e 4.21, observam-se as representações dos casos esquerda-menor-direta-maior e esquerda-maior-direta-menor.

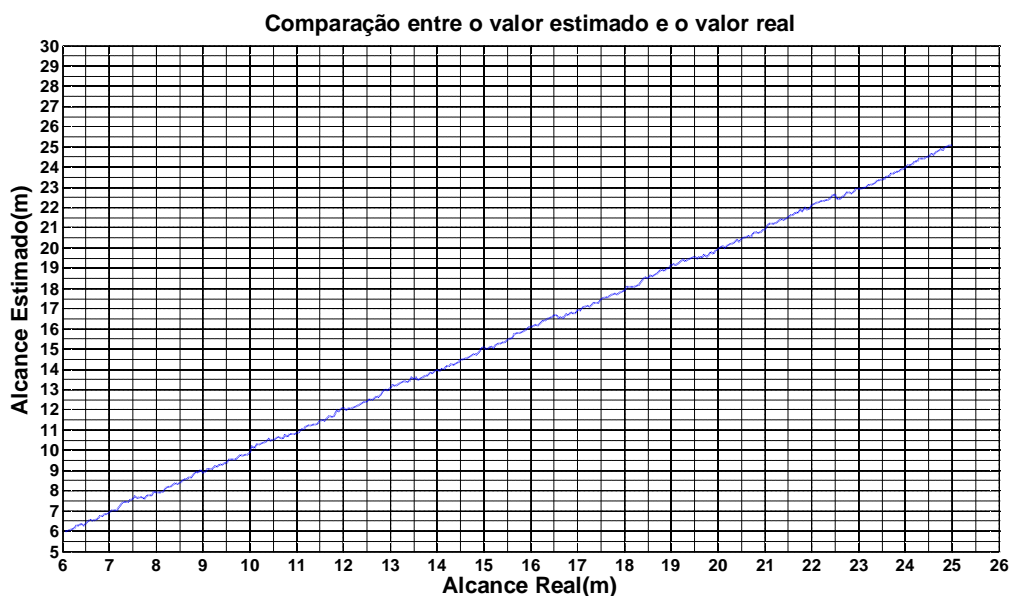


**Figura 4.20** ó Representação do caso direita-maior-esquerda-menor.

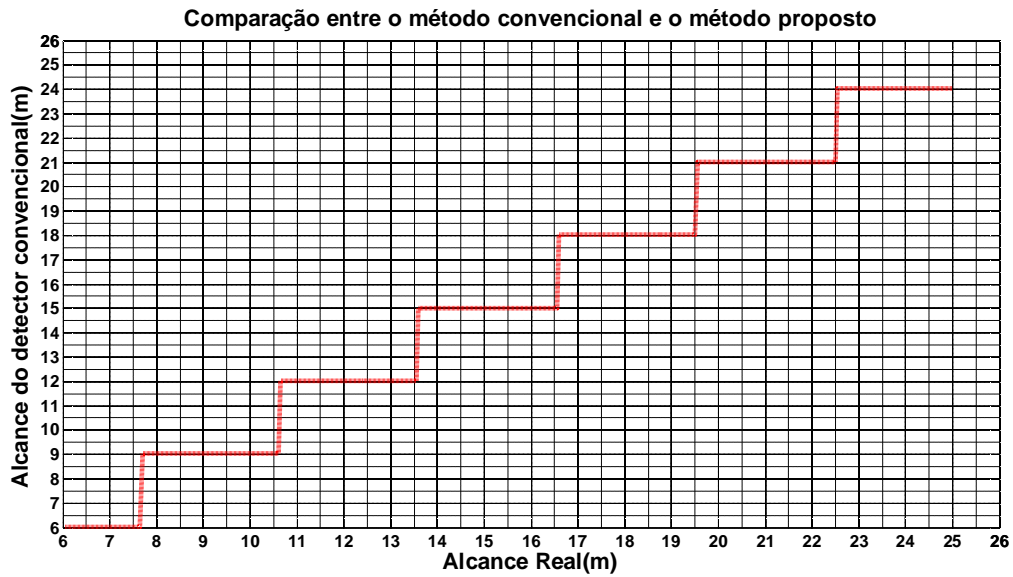


**Figura 4.21** *ó* Representação do caso esquerda-maior-direita-menor

Partindo da Figura 4.19 e do alcance adotado  $R = 10$ , obtém se como ajuste da resolução o valor  $0.155$  m. Como atende o caso esquerda-menor-direita-maior tem-se  $R < R$ , de onde se obtém o melhoramento de medida como de  $9.845$ . Para verificação do método de melhoramento, foi adotada uma faixa de distâncias entre 6 a 25 metros com os valores tabelados e apresentados no apêndice A. O método proposto contribui para garantia dos resultados de medição de nível empregando o radar, garantindo maior exatidão nos valores encontrados.



**Figura 4.22** *ó* Representação do método proposto para um alcance entre 6 a 25 metros.



**Figura 4.23** *é Representação do método convencional para um alcance entre 6 a 25 metros.*

Para comprovar o método, desenvolveu-se uma simulação no programa MATLAB<sup>®</sup> para distâncias entre 6 e 25 metros, comparando o alcance real a medida pelo método descrito. A Figura 4.22 ilustra esta comparação, onde se verifica o erro muito pequeno entre os valores. O método convencional também foi simulado, com intuito de demonstrar a importância da melhoria da resolução em radares FMCW. Pela Figura 4.23, pode-se visualizar os valores encontrados pelo método convencional baseado no espectro de frequências através da frequência de batimento e de (4.28). Observa-se pela Figura 4.22 uma correspondência linear entre os valores encontrados, descrevendo com maior exatidão o alcance medido. Pela Figura 4.23, nota-se que existem faixas de valores que apresentam uma não-correspondência com o valor medido. Isto ocorre, por exemplo, entre as distâncias que vão de 7.65m a 10.65m. Nesta faixa, tem-se 9,03m como valor final, o qual indica um erro de 3 metros na resolução do sistema, para um desvio de frequência igual a 50MHz. Este erro pode ser visualizado a cada 3 metros do alcance real.

# Capítulo 5

## Conclusões

Como existe uma quantidade significativa de medidores de nível para sistemas industriais, este trabalho se ateve a um tipo específico capaz de apresentar resultados confiáveis. Com informações colhidas em visita técnica realizada em empresa siderúrgica nacional, foi possível optar com maior segurança por um procedimento que envolva moderna tecnologia e boa exatidão de resultados. Dedicou-se à melhoria da resolução em medições de distância para sistemas industriais empregando radares de onda contínua com modulação em frequência. Partindo desta opção, realizou-se um estudo do procedimento e abordou-se um método para tornar sua utilização mais ampla. As aplicações referem-se à medição de nível de tanques contendo substâncias sólidas ou líquidas. Além dos objetivos expostos no Capítulo 1, pode-se ressaltar, ainda, a idéia de se dispor de mais um método eficiente que garanta medições com pequenos erros nessas aplicações.

No Capítulo 2, demonstraram-se as algumas soluções para medição de nível de acordo com produto a ser monitorado, com as variáveis do processo e com o custo do equipamento. Exemplificou-se a classificação pelo sistema de medição, conforme a operacionalidade e as características da superfície medida.

No Capítulo 3, apresentaram-se os fundamentos do radar e alguns aspectos teóricos de eletromagnetismo úteis na explicação dos fenômenos utilizados, como a interação da onda eletromagnética com o meio e suas características de propagação, de reflexão e refração. Conceitos sobre geração, processamento e transmissão do sinal de microondas foram abordados sucintamente.

O Capítulo 4 foi dedicado aos princípios de medição do alcance do modelo de radar selecionado, aos procedimentos matemáticos para descrição e medição do sinal de retorno ao

circuito de recepção e o desenvolvimento do método de aperfeiçoamento da resolução. Foram analisadas as técnicas envolvidas na avaliação dos dados e os efeitos oriundos da limitação na largura de banda e da linearidade no processo de modulação. Neste aspecto, são discutidas a importância do formato do sinal de modulação e os efeitos decorrentes de limitações na faixa de passagem dos circuitos associados ao receptor e a eventuais problemas de não-linearidade.

Como as indústrias, em alguns casos, são carentes em exatidão de medida, descreve-se, uma proposta para medição de nível com radares FMCW. O método foi estudado com emprego das teorias de sinais e sistemas e demonstrada sua eficácia através de uma simulação com programas de computador. Para identificar a resolução, calculou-se o erro médio quadrático dos valores (apêndice A) entre o alcance real e o método proposto, o qual obteve em 0,085 e entre o alcance real e o método convencional, com um erro aproximado de 0,883. Como avaliação final, este método para esta faixa de valores, fornece uma melhoria em torno de 10 vezes em comparação aos métodos convencionais normalmente adotados, como os que empregam radares pulsados. Estes resultados justificam a importância deste método.

Pode-se dizer que o trabalho oferece contribuições ao estudo de medições de nível em processos industriais, fornecendo maior exatidão e, conseqüentemente, maior confiabilidade na medição apresentada ao usuário. Os dados utilizados, bem como as simulações que comprovaram a eficiência do método, estarão disponíveis na Universidade Federal de Itajubá para novas avaliações e futuros desenvolvimentos nesta área.

Na análise feita neste trabalho, desconsideraram-se as influências de ruídos e interferências sobre o resultado da medição. Alguns desses problemas resultam de múltiplas reflexões na parede do tanque e que necessitam de uma verificação adicional. Neste particular, é necessário uma nova abordagem na seleção das antenas a serem empregadas, de maneira a garantir uma melhor seleção do sinal predominante. Eventualmente, sinais espúrios podem ser mitigados com uma seleção adequada nos circuitos de filtragem no receptor, o que exigiria novas análises para especificação das tolerâncias encontradas nas medições. Em toda a análise, optou-se por um sinal de modulação que gerasse uma mudança linear na frequência da portadora. Todavia, são possíveis outros formatos, certamente com resultados diferentes dos obtidos e que merecem uma avaliação para efeitos de comparação.

# Apêndice A - Tabela de valores em relação ao método proposto e convencional

Legenda
Esquerda-menor-direita-maior
Esquerda-maior-direita-menor

Alcance adotado (R)	Método Proposto (Valor Estimado)
6.0	6,035
6.05	6,015
6.10	6,083
6.15	6,012
6.2	6,096
6.25	6,143
6.3	6,233
6.35	6,320
6.40	6,388
6.45	6,361
6.50	6,477
6.55	6,428
6.60	6,451
6.65	6,634
6.70	6,594
6.75	6,637
6.80	6,635
6.85	6,813
6.9	6,850
6.95	6,788

Alcance adotado (R)	Método Convencional (Valor Encontrado)
6.0	6,003
6.05	6,003
6.10	6,003
6.15	6,003
6.2	6,003
6.25	6,003
6.3	6,003
6.35	6,003
6.40	6,003
6.45	6,003
6.50	6,003
6.55	6,003
6.60	6,003
6.65	6,003
6.70	6,003
6.75	6,003
6.80	6,003
6.85	6,003
6.9	6,003
6.95	6,003



7.0	6,935
7.05	6,961
7.10	7,019
7.15	7,041
7.20	7,154
7.25	7,175
7.30	7,144
7.35	7,199
7.40	7,263
7.45	7,441
7.50	7,492
7.55	7,418
7.60	7,587
7.65	7,602
7.70	7,704
7.75	7,629
7.80	7,746
7.85	7,790
7.90	7,813
7.95	7,878
8.0	7,945
8.05	7,966
8.10	7,980
8.15	8,146
8.20	8,288
8.25	8,263
8.30	8,313
8.35	8,353
8.40	8,449
8.45	8,480
8.50	8,641
8.55	8,673
8.60	8,635
8.65	8,703
8.70	8,796
8.75	8,878
8.80	8,914
8.85	8,864
8.90	9,000
8.95	9,055
9.0	9,089

7.0	6,003
7.05	6,003
7.10	6,003
7.15	6,003
7.20	6,003
7.25	6,003
7.30	6,003
7.35	6,003
7.40	6,003
7.45	6,003
7.50	6,003
7.55	6,003
7.60	6,003
7.65	6,003
7.70	9,003
7.75	9,003
7.80	9,003
7.85	9,003
7.90	9,003
7.95	9,003
8.0	9,003
8.05	9,003
8.10	9,003
8.15	9,003
8.20	9,003
8.25	9,003
8.30	9,003
8.35	9,003
8.40	9,003
8.45	9,003
8.50	9,003
8.55	9,003
8.60	9,003
8.65	9,003
8.70	9,003
8.75	9,003
8.80	9,003
8.85	9,003
8.90	9,003
8.95	9,003
9.0	9,003

9.05	8,957
9.10	9,098
9.15	9,084
9.20	9,139
9.25	9,180
9.30	9,239
9.35	9,224
9.40	9,274
9.45	9,402
9.50	9,349
9.55	9,397
9.60	9,444
9.65	9,565
9.70	9,539
9.75	9,600
9.80	9,732
9.85	9,710
9.90	9,808
9.95	9,869
10.0	9,845
10.05	9,937
10.10	9,968
10.15	9,999
10.20	10,072
10.25	10,109
10.30	10,251
10.35	10,224
10.40	10,285
10.45	10,375
10.50	10,457
10.55	10,492
10.60	10,731
10.65	10,708
10.70	10,676
10.75	10,663
10.80	10,705
10.85	10,806
10.90	10,829
10.95	10,913
11.0	10,955
11.05	10,981

9.05	9,003
9.10	9,003
9.15	9,003
9.20	9,003
9.25	9,003
9.30	9,003
9.35	9,003
9.40	9,003
9.45	9,003
9.50	9,003
9.55	9,003
9.60	9,003
9.65	9,003
9.70	9,003
9.75	9,003
9.80	9,003
9.85	9,003
9.90	9,003
9.95	9,003
10.0	9,003
10.05	9,003
10.10	9,003
10.15	9,003
10.20	9,003
10.25	9,003
10.30	9,003
10.35	9,003
10.40	9,003
10.45	9,003
10.50	9,003
10.55	9,003
10.60	9,003
10.65	9,003
10.70	12,003
10.75	12,003
10.80	12,003
10.85	12,003
10.90	12,003
10.95	12,003
11.0	12,003
11.05	12,003

11.10	11,050
11.15	11,098
11.20	11,338
11.25	11,308
11.30	11,422
11.35	11,470
11.40	11,528
11.45	11,517
11.50	11,580
11.55	11,648
11.60	11,607
11.65	11,750
11.70	11,781
11.75	11,853
11.80	11,919
11.85	11,905
11.90	11,968
11.95	12,078
12.0	12,125
12.05	12,071
12.10	12,009
12.15	12,105
12.20	12,063
12.25	12,113
12.30	12,235
12.35	12,250
12.40	12,344
12.45	12,338
12.50	12,426
12.55	12,440
12.60	12,527
12.65	12,564
12.70	12,632
12.75	12,660
12.80	12,707
12.85	12,802
12.90	12,781
12.95	12,806
13.0	12,846
13.05	13,006
13.10	12,998

11.10	12,003
11.15	12,003
11.20	12,003
11.25	12,003
11.30	12,003
11.35	12,003
11.40	12,003
11.45	12,003
11.50	12,003
11.55	12,003
11.60	12,003
11.65	12,003
11.70	12,003
11.75	12,003
11.80	12,003
11.85	12,003
11.90	12,003
11.95	12,003
12.0	12,003
12.05	12,003
12.10	12,003
12.15	12,003
12.20	12,003
12.25	12,003
12.30	12,003
12.35	12,003
12.40	12,003
12.45	12,003
12.50	12,003
12.55	12,003
12.60	12,003
12.65	12,003
12.70	12,003
12.75	12,003
12.80	12,003
12.85	12,003
12.90	12,003
12.95	12,003
13.0	12,003
13.05	12,003
13.10	12,003

13.15	13,126
13.20	13,050
13.25	13,109
13.30	13,179
13.35	13,348
13.40	13,280
13.45	13,310
13.50	13,490
13.55	13,580
13.60	13,707
13.65	13,725
13.70	13,762
13.75	13,612
13.80	13,713
13.85	13,739
13.90	13,812
13.95	13,857
14.0	13,950
14.05	13,975
14.10	13,963
14.15	14,126
14.20	14,318
14.25	14,352
14.30	14,346
14.35	14,425
14.40	14,424
14.45	14,565
14.50	14,501
14.55	14,574
14.60	14,614
14.65	14,769
14.70	14,755
14.75	14,756
14.80	14,837
14.85	14,961
14.90	15,027
14.95	15,031
15.0	15,044
15.05	15,169
15.10	15,131
15.15	15,059

13.15	12,003
13.20	12,003
13.25	12,003
13.30	12,003
13.35	12,003
13.40	12,003
13.45	12,003
13.50	12,003
13.55	12,003
13.60	12,003
13.65	12,003
13.70	12,003
13.75	15,003
13.80	15,003
13.85	15,003
13.90	15,003
13.95	15,003
14.0	15,003
14.05	15,003
14.10	15,003
14.15	15,003
14.20	15,003
14.25	15,003
14.30	15,003
14.35	15,003
14.40	15,003
14.45	15,003
14.50	15,003
14.55	15,003
14.60	15,003
14.65	15,003
14.70	15,003
14.75	15,003
14.80	15,003
14.85	15,003
14.90	15,003
14.95	15,003
15.0	15,003
15.05	15,003
15.10	15,003
15.15	15,003

15.20	15,110
15.25	15,165
15.30	15,289
15.35	15,255
15.40	15,338
15.45	15,355
15.50	15,448
15.55	15,523
15.60	15,498
15.65	15,573
15.70	15,666
15.75	15,734
15.80	15,762
15.85	15,718
15.90	15,879
15.95	15,882
16.0	15,982
16.05	15,954
16.10	16,057
16.15	16,065
16.20	16,184
16.25	16,244
16.30	16,259
16.35	16,296
16.40	16,364
16.45	16,436
16.50	16,570
16.55	16,644
16.60	16,679
16.65	16,774
16.70	16,811
16.75	16,699
16.80	16,779
16.85	16,817
16.90	16,807
16.95	16,860
17.0	16,909
17.05	17,007
17.10	17,033
17.15	17,021
17.20	17,173

15.20	15,003
15.25	15,003
15.30	15,003
15.35	15,003
15.40	15,003
15.45	15,003
15.50	15,003
15.55	15,003
15.60	15,003
15.65	15,003
15.70	15,003
15.75	15,003
15.80	15,003
15.85	15,003
15.90	15,003
15.95	15,003
16.0	15,003
16.05	15,003
16.10	15,003
16.15	15,003
16.20	15,003
16.25	15,003
16.30	15,003
16.35	15,003
16.40	15,003
16.45	15,003
16.50	15,003
16.55	15,003
16.60	15,003
16.65	15,003
16.70	15,003
16.75	18,003
16.80	18,003
16.85	18,003
16.90	18,003
16.95	18,003
17.0	18,003
17.05	18,003
17.10	18,003
17.15	18,003
17.20	18,003

17.25	17,197
17.30	17,327
17.35	17,480
17.40	17,526
17.45	17,541
17.50	17,612
17.55	17,559
17.60	17,696
17.65	17,708
17.70	17,720
17.75	17,825
17.80	17,892
17.85	17,956
17.90	17,950
17.95	18,004
18.0	18,123
18.05	18,060
18.10	18,211
18.15	18,172
18.20	18,080
18.25	18,216
18.30	18,236
18.35	18,281
18.40	18,267
18.45	18,314
18.50	18,410
18.55	18,488
18.60	18,539
18.65	18,547
18.70	18,591
18.75	18,682
18.80	18,680
18.85	18,757
18.90	18,841
18.95	18,821
19.0	18,943
19.05	18,998
19.10	18,969
19.15	19,052
19.20	19,121
19.25	19,204

17.25	18,003
17.30	18,003
17.35	18,003
17.40	18,003
17.45	18,003
17.50	18,003
17.55	18,003
17.60	18,003
17.65	18,003
17.70	18,003
17.75	18,003
17.80	18,003
17.85	18,003
17.90	18,003
17.95	18,003
18.0	18,003
18.05	18,003
18.10	18,003
18.15	18,003
18.20	18,003
18.25	18,003
18.30	18,003
18.35	18,003
18.40	18,003
18.45	18,003
18.50	18,003
18.55	18,003
18.60	18,003
18.65	18,003
18.70	18,003
18.75	18,003
18.80	18,003
18.85	18,003
18.90	18,003
18.95	18,003
19.0	18,003
19.05	18,003
19.10	18,003
19.15	18,003
19.20	18,003
19.25	18,003

19.30	19,212
19.35	19,226
19.40	19,280
19.45	19,560
19.50	19,602
19.55	19,613
19.60	19,633
19.65	19,729
19.70	19,780
19.75	19,810
19.80	19,769
19.85	19,772
19.90	19,844
19.95	19,800
20.0	19,930
20.05	20,034
20.10	19,968
20.15	20,145
20.20	20,149
20.25	20,227
20.30	20,204
20.35	20,319
20.40	20,339
20.45	20,582
20.50	20,561
20.55	20,640
20.60	20,703
20.65	20,694
20.70	20,800
20.75	20,806
20.80	20,899
20.85	20,924
20.90	20,945
20.95	20,962
21.0	21,102
21.05	21,148
21.10	21,128
21.15	21,169
21.20	21,306
21.25	21,158
21.30	21,203

19.30	18,003
19.35	18,003
19.40	18,003
19.45	18,003
19.50	18,003
19.55	18,003
19.60	18,003
19.65	18,003
19.70	18,003
19.75	18,003
19.80	21,003
19.85	21,003
19.90	21,003
19.95	21,003
20.0	21,003
20.05	21,003
20.10	21,003
20.15	21,003
20.20	21,003
20.25	21,003
20.30	21,003
20.35	21,003
20.40	21,003
20.45	21,003
20.50	21,003
20.55	21,003
20.60	21,003
20.65	21,003
20.70	21,003
20.75	21,003
20.80	21,003
20.85	21,003
20.90	21,003
20.95	21,003
21.0	21,003
21.05	21,003
21.10	21,003
21.15	21,003
21.20	21,003
21.25	21,003
21.30	21,003

21.35	21,263
21.40	21,325
21.45	21,385
21.50	21,495
21.55	21,501
21.60	21,475
21.65	21,570
21.70	21,670
21.75	21,721
21.80	21,748
21.85	21,825
21.90	21,893
21.95	21,940
22.0	21,868
22.05	21,986
22.10	22,061
22.15	22,090
22.20	22,078
22.25	22,119
22.30	22,248
22.35	22,362
22.40	22,407
22.45	22,455
22.50	22,512
22.55	22,552
22.60	22,627
22.65	22,728
22.70	22,843
22.75	22,799
22.80	22,868
22.85	22,827
22.90	22,829
22.95	22,882
23.0	22,949
23.05	22,915
23.10	23,077
23.15	23,025
23.20	23,146
23.25	23,233
23.30	23,204
23.35	23,308

21.35	21,003
21.40	21,003
21.45	21,003
21.50	21,003
21.55	21,003
21.60	21,003
21.65	21,003
21.70	21,003
21.75	21,003
21.80	21,003
21.85	21,003
21.90	21,003
21.95	21,003
22.0	21,003
22.05	21,003
22.10	21,003
22.15	21,003
22.20	21,003
22.25	21,003
22.30	21,003
22.35	21,003
22.40	21,003
22.45	21,003
22.50	21,003
22.55	21,003
22.60	21,003
22.65	21,003
22.70	21,003
22.75	21,003
22.80	21,003
22.85	24,003
22.90	24,003
22.95	24,003
23.0	24,003
23.05	24,003
23.10	24,003
23.15	24,003
23.20	24,003
23.25	24,003
23.30	24,003
23.35	24,003



23.40	23,295
23.45	23,410
23.50	23,483
23.55	23,533
23.60	23,603
23.65	23,697
23.70	23,772
23.75	23,847
23.80	23,818
23.85	23,875
23.90	23,951
23.95	24,052
24.0	24,022
24.05	24,150
24.10	24,152
24.15	24,157
24.20	24,243
24.25	24,317
24.30	24,247
24.35	24,271
24.40	24,368
24.45	24,410
24.50	24,404
24.55	24,436
24.60	24,597
24.65	24,578
24.70	24,648
24.75	24,659
24.80	24,679
24.85	24,806
24.90	24,791
24.95	25,090
25.0	25,101

23.40	24,003
23.45	24,003
23.50	24,003
23.55	24,003
23.60	24,003
23.65	24,003
23.70	24,003
23.75	24,003
23.80	24,003
23.85	24,003
23.90	24,003
23.95	24,003
24.0	24,003
24.05	24,003
24.10	24,003
24.15	24,003
24.20	24,003
24.25	24,003
24.30	24,003
24.35	24,003
24.40	24,003
24.45	24,003
24.50	24,003
24.55	24,003
24.60	24,003
24.65	24,003
24.70	24,003
24.75	24,003
24.80	24,003
24.85	24,003
24.90	24,003
24.95	24,003
25.0	24,003



```

x2=x1-2*pi*tau/Tm; % determina o atraso em função de tau
y2=0.5*sawtooth(x2,1);
figure(1);
hold on; % Função responsável para plotar no mesmo gráfico
plot(x,y2,'r-');
title('fi(t)e fi(t-tau)')

```

%% Criação do Sinal %%%

```
f=izabella(x,Tm); %Apenas chama a função responsável pela fase
```

%% F(t- tau) %%%

```

x2t = x - tau; % atraso da função
f2=izabella(x2t,Tm); % funcao atrasada
figure(2);
plot(x,f,'b',x,f2,'r');
title('Fase F(t)e F(t-tau)')

```

%% Desenvolvendo o sinal de entrada %%%

```

vt =A111*sin(2*pi*fc*x + 2*pi*deltaf*f);
vt1 = fft(vt);
vt21=vt1(1:floor(length(vt1)/2));
freq = linspace(0,fs/2,length(vt21));

```

% Plotando o sinal transmitido

```

figure(3)
plot(freq,abs(vt21));
title('Sinal TX')

```

%% Signal RX %%%

```

vr =A111*sin(2*pi*(fc)*x + 2*pi*fd*x+ phi0 + 2*pi*deltaf*f2);
vr1 = fft(vr);
vr21=vr1(1:floor(length(vr1)/2));
freq = linspace(0,fs/2,length(vr21));

```

% Plotando o sinal recebido

```

figure(4)
plot(freq,abs(vr21));
title('Sinal RX')

```

%% Misturador %%%

```

fout= vr.*vt;
figure(5);
fout1 = fft(fout);
fout21=fout1(1:floor(length(fout1)/2));
freq = linspace(0,fs/2,length(fout21));
plot(freq,abs(fout21));
title('Misturador')

```

%Pico Global - Encontrando a frequencia de batimento

```

foutmixer = abs(fout21);
[vmax222, posm222] = max(foutmixer);
rdf=(fs/2)/length(fout21) % resolucao da fft
freqpico=posm222*rdf

```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Filtro %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
fc22=freqpico;  
fc1 = fc22 - 2*fm;  
fc2 = fc22 + 2*fm;  
Wn = [fc1 fc2]*2/fs;  
[B,A]=butter(1,Wn,'bandpass');  
saida=filter(B,A,fout);
```

```
% saída.  
saida1 = fft(saida);  
saida21=saida1(1:floor(length(saida1)/2));  
freq = linspace(0,fs/2,length(saida21));
```

```
figure(6);  
plot(freq,abs(saida21));  
title('Saída do Filtro')
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Método proposto %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
AEX22 = abs(saida21); % sinal da saída do filtro para aplicar método
```

```
% Identificando o máximo global  
[vmax,posm] = max(AEX22); % encontrando o valor maximo do pico  
rdf=(fs/2)/length(AEX22); % resolucao da fft  
fglobal=posm*rdf % Encontrando a frequencia máxima.  
posmglobal=posm; % posição de onde ele está no vetor  
vmaxglobal=vmax; % Valor maximo naquela posição
```

```
% Identificar o segundo máximo local á esquerda  
n=round(fm/rdf); % Numero de amostras entre uma raia e outra raia  
valoranteriorl=0;  
posml=0; % posicao do maximo da esquerda;  
%Encontra-se o valor maximo do pico local maximo da esquerda entre a  
%(posm-n-1)ate(posm-n+1)  
for i= (posm-n-1):(posm-n+1)  
 if AEX22(i)>valoranteriorl  
 posml=i;  
 end  
 valoranteriorl=AEX22(i)  
end  
ValueLeft=AEX22(posml);
```

```
% Identificar o segundo máximo local à direita  
valoranteriord=0;  
posmd=0;  
%Encontra-se o valor maximo do pico local maximo da esquerda entre a  
%(posm-n-1)ate(posm-n+1)  
for i= (posm+n-1):(posm+n+1)  
 if AEX22(i)>valoranteriord  
 posmd=i;  
 end  
 valoranteriord=AEX22(i);  
end  
ValueRight=AEX22(posmd);
```

```
figure(7)  
stem([posml,posm,posmd],AEX22([posml,posm,posmd]));  
title('Sinal Amostrado (esquerda e direita)');
```

```

% Comparando qual das faixas laterais é maior, direta ou esquerada?!
if AEX22(posml)> AEX22(posmd)
    xy=[0:0.00001:0.5];
    dR = abs(AEX22(posmd)*sinc(xy-1) - AEX22(posml)*sinc(xy));
    [dRm,dRp] = min(dR);
    vx(Resposta)=xy(dRp)
    Answer=dRm%
    TotalLeft(Resposta)=R-dRm
    Left=ValueLeft;
    Right=0;
    TotalRight=0;

else
    xy=[0.5:0.00001:1];
    dR = abs(AEX22(posmd)*sinc(xy-1) - AEX22(posml)*sinc(xy));
    [dRm,dRp] = min(dR);
    vx(Resposta) = xy(dRp)
    Answer=dRm
    TotalLeft=0;
    Left=0;
    Right=ValueRight;
    TotalRight(Resposta)=R+dRm
End

gravarA1A2(2,R,fglobal,vmaxglobal,vx,Answer,TotalLeft,Left,Right,TotalRight);

%clear      A      Right      saida21      f      fout      rdf      vmaxglobal
x           f2      fout1      n           tau      vr           x2
AEX22      TotalLeft saida21      fc          fout21    tfinal      vr1      x2t
vr21       xl      B          ValueLeft   dR        fc2         freq      posm222
valoranterior vt      xy          Left        dRm       fd          freqpico
posmd      fc1      valoranteriorl vt1         y         R           Wn      dRp
fglobal    posmglobal          vmax        vt21      y2        Resposta ans
i          posml      vmax222     vx         Answer    TotalRight
foutmixer  posm      ValueRight

End
gravarA1A2(3);

```

## 2 ó Simulação referente ao método convencional

```

clear all;
close all;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Criação do sinal %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Entrada de Varáveis %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

Tm=1e-6;      % Período da forma de onda dente de Serra
c=3e8;        % velocidade de propagação no espaço livre
k=20;         % número de repetições da dente de serra
fc=10E9;      % Frequência da portadora
phi0=0;       % Fase do sinal
deltaf=50e6;  % Desvio de Frequência
fm=1/Tm;      % Frequência de modulação

```



```

vr = A111*sin(2*pi*(fc)*x + 2*pi*fd*x + phi0 + 2*pi*deltaf*f2);
vr1 = fft(vr);
vr21=vr1(1:floor(length(vr1)/2));
freq = linspace(0,fs/2,length(vr21));

% Plotando o sinal recebido
figure(4)
plot(freq,abs(vr21));
title('Sinal RX')

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Misturador %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

fout= vr.*vt;

figure(5);
fout1 = fft(fout);
fout21=fout1(1:floor(length(fout1)/2));
freq = linspace(0,fs/2,length(fout21));
plot(freq,abs(fout21));
title('Misturador')

% Pico Global - Encontrando a frequencia de batimento
foutmixer = abs(fout21);
[vmax222, posm222] = max(foutmixer);
rdf=(fs/2)/length(fout21); % resolucao da fft
freqpico=posm222*rdf

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Cálculo do alcance (R)%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Rglobal=(fglobal*c)/(deltaf*fm*2);          % identificação do alcance medido
fbatimento=(2*R*deltaf*fm)/c;              % Identificação da frequência de batimento

gravarA1A2peak(2,R,Rglobal,Rglobal,fbatimento);
end
gravarA1A2peak(3);

```

## 3 ó Funções básicas

### 3.1 ó Função responsável pela fase

```

function f = izabella(t,Tm)
k=round(t/Tm);
f = (t - k.*Tm).^2 / (2*Tm);
% funcao responsavel pela fase

```

### 3.2 ó Função responsável pelo armazenamento dos dados em planilha do Excel (método proposto e convencional)

```

function
gravar(flag,R,fglobal,vmaxglobal,vx,Answer,TotalLeft,Left,Right,TotalRight)

persistent fid
switch flag

    case 1
        fid = fopen('DatenA1A2.xls','w');

```





# Apêndice C ó Desenvolvimento Matemático

## 1) Cálculos efetuados (Sinal após o misturador $v_d(t)$ )

$$v_d(t) = \alpha \text{sen}[(\omega_0 t) + \Delta\omega F(t)] \text{sen}[(\omega_0 + \omega_d)t + \varphi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)] \quad (\text{C.1})$$

Supondo que:

$$\begin{aligned} \omega_0 t + \Delta\omega F(t) &= A \\ (\omega_0 + \omega_d)t + \varphi_0 + \Delta\omega F(t - \tau) &= B \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

E tendo que:

$$\text{sen}(A)\text{sen}(B) = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)] \quad (\text{C.3})$$

Pode-se obter por substituição o seguinte sinal  $v_d(t)$  :

$$v_d(t) = \frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} \cos\{ [F(t) - F(t - \tau)] \} \cos(\omega_d t + \varphi_0) + \\ \text{sen}\{ [F(t) - F(t - \tau)] \} \text{sen}(\omega_d t + \varphi_0) - \\ \cos\{ [F(t) - F(t - \tau)] \} \cos(2\omega_d t + \omega_d t + \varphi_0) - \\ \text{sen}\{ [F(t) - F(t - \tau)] \} \text{sen}(2\omega_d t + \omega_d t + \varphi_0) \end{array} \right\} \quad (\text{C.4})$$

Como na segunda parcela da equação o termo  $2\omega_d t$ , resultante da soma dos termos, refere-se ao segundo harmônico do sinal, este pode ser desconsiderado, mais uma vez pelo fato de estar fora da faixa de passagem das diversas etapas na quais o sinal passará. Neste trabalho, será utilizado somente o primeiro termo do sinal, que resulta da diferença entre os argumentos e é designado por:

$$v_d(t) = \frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} \cos\{ \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \} \cos(\omega_d t + \varphi_0) + \\ \text{sen}\{ \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \} \text{sen}(\omega_d t + \varphi_0) \end{array} \right\} \quad (\text{C.5})$$

Pode-se verificar em (C5) o aparecimento do termo  $[F(t) - F(t - \tau)]$ . Em termos mais rigorosos, no processo de mistura entre os sinais surgem componentes contínuas e também outros produtos de intermodulação, devido à não-linearidade na atuação do

misturador. Por representar um sinal contínuo e periódico, a equação (C5) pode ser ainda expandida pela série de Fourier, que no caso geral assume o aspecto:

$$v_d(t) = a_0 + \sum_{m=1}^{\infty} [a_n \cos(n \omega_m t) + b_n \text{sen}(n \omega_m t)] \quad (C6)$$

Como a distância medida é dada pela diferença de fase  $[F(t) - F(t - \tau)]$ , e sendo esta uma função periódica com período  $T_m$ , é possível expandi-la também com a série de Fourier. Devido à ortogonalidade das funções seno e co-seno, as resultantes para a expansão de (4.19) são:

$$\cos\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [a_n \cos(n \omega_m t)] \quad (C7)$$

$$\text{sen}\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [b_n \text{sen}(n \omega_m t)] \quad (C8)$$

onde:

$$a_n = \frac{2}{2/T_m} \int_0^{T_m/2} \cos\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} \cos(n \omega_m t) dt \quad (C9)$$

$$b_n = \frac{2}{2/T_m} \int_0^{T_m/2} \text{sen}\{\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} \text{sen}(n \omega_m t) dt \quad (C10)$$

Partindo de (4.14) obtém-se a definição do fator de fase, ou seja, a diferença de fase  $[F(t) - F(t - \tau)]$ . Para o cálculo de  $a_n$ , o termo  $(t - \tau)$  desta equação é substituído por  $t$ , correspondendo ao tempo de chaveamento do fator de fase. Portanto, tem-se:

$$a_n = \frac{2}{2/T_m} \int_0^{T_m/2} \cos\left( \left( \frac{-\tau}{T_m} t \right) \cos(n \omega_m t) \right) dt \quad (C11)$$

Utiliza-se para a resolução de (C11) a seguinte diretiva da integral [35]:

$$\int \cos(au) \cos(bu) du = \frac{\text{sen}(a-b)u}{2(a-b)} - \frac{\text{sen}(a+b)u}{2(a+b)} + c \quad (C12)$$

Através do uso de (C12) e arranjos matemáticos, pode-se obter o resultado desta equação:

$$a_n = \text{sinc}\left(\frac{-2 \pi n}{T_m}\right) + \text{sinc}\left(\frac{+2 \pi n}{T_m}\right) \quad (C13)$$

Para o cálculo de  $b_n$  a mesma regra é aplicada, porém utiliza-se outra diretiva representada por[35]:

$$\int \text{sen}(au)\text{sen}(bu)du = \frac{\text{sen}(a-b)u}{2(a-b)} - \frac{\text{sen}(a+b)u}{2(a+b)} + c \quad (\text{C14})$$

De onde obtem-se:

$$b_n = \text{sinc}\left(\frac{-2n}{T_m}\right) + \text{sinc}\left(\frac{+2n}{T_m}\right) \quad (\text{C15})$$

Em que se verifica que o valor médio de  $a_0$ , obtido para  $n = 0$ , ficará nulo. Portanto, na saída do misturador tem-se:

$$v_d(t) = \frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \text{sinc}\left(\frac{-2n}{T_m}\right) - \text{sinc}\left(\frac{+2n}{T_m}\right) \right] \cos(n\omega_m t) + \\ \left[ \text{sinc}\left(\frac{-2n}{T_m}\right) - \text{sinc}\left(\frac{+2n}{T_m}\right) \right] \text{sen}(n\omega_m t) \end{array} \right\} \quad (\text{C16})$$

# Referências bibliográficas

- [1] Research and Advice for IT & Industry Executives , pesquisa eletrônica, disponível em [http://www.arcweb.com/StudyBrochurePDFs/Study\\_Radar.pdf](http://www.arcweb.com/StudyBrochurePDFs/Study_Radar.pdf) . Acesso em 24/05/2010.
- [2] SOUZA, Z., BORTONI, C. Edson., *Instrumentação para Sistemas Energéticos e Industriais*, Gráfica e Editora Novo Mundo Ltda, 2006.
- [3] ALVES, J. L. L., *Instrumetação, Controle e Instrumentação de Processos*, LTC, 1ª edição, 2005.
- [4] C&I Controle e Instrumentação, Ano 11 - nº 137 ó 2008, *Medição de nível além do estoque*.
- [5] ULABY, F. T., *Eletromagnetismo para Engenheiros*, Editora Artmed , Bookman 2007.
- [6] REITZ, J. R., MILFORD, F. J., CHRISTY W. R., *Foundations of Eletromagnetic Theory*, Addison ó Wesley Publishing Inc, 1980.
- [7] KRAUS, J. D. *Electromagnetics*. 4th. Ed. New York: McGraw-Hill, 1992
- [8] RIBEIRO, J. A. Justino., *Engenharia de Microondas ó Fundamentos e Aplicações*, Editora Érica, 2008.
- [9] CHAVES, A. S., Física: *Eletromagnetismo*, Reichmann & Affonso Editora, 2001, Primeira edição, Volume 2.
- [10] HALLIDAY, David., RESNICK, Robert., WALKER, Jearl, *Fundamentos de Física 3*, Quarta edição, Editora LTC, 2006
- [11] RIBEIRO, J. A. Justino., *Propagação das Ondas Eletromagnéticas*, Editora Érica, 2006
- [12] COLLIN., Robert E., *Engenharia de Microondas*, Editora Guanabara Dois, 1979.
- [13] NASCIMENTO, Juarez, *Telecomunicações*, Segunda Edição, Makron Books, 2000.
- [14] GOMES, Alcides Tadeu, *Telecomunicações: transmissão e recepção AM/FM-Sistemas Pulsados* , 9ª Edição, Érica, 1985.
- [15] SCHWARTZ, Micha, *Information Transmission, Modulation and Noise*, Second Edition, MCGRAW-HILL KOGAKUSHA, Ltda, 1980.
- [16] PENNOCK, S.R. and SHEPHERD, P.R, *Microwave Engineering with Wireless Applications*, MCGraw Hill 1998.

- [17] LATHI, B.P., *Sistemas de Comunicação*, Editora Guanabara, 1987.
- [18] DORF, C. Richard, *Electronics, Power Electronics, Optoelectronics, Microwaves, Electromagnetics, and Radar, The Electrical Engineering Handbook*, Third Edition, University of California.
- [19] SMIT, Jaroslav., *Ondas e Antenas*, Editora Érica, 1987.
- [20] DEVINE, Peter, *Radar Level Measurement ó The user's guide*, Publicado por Vega Controls Ltda, 2000.
- [21] KUNITA, Masanori., *Range Measurement in Ultrasound FMCW System*, IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement, November 2005.
- [22] RIDENOUR, N. Louis, *Radar System Engineering*, McGraw Hill , 1947
- [23] SKOLNIK, I. Merrill, *Introduction to Radar Systems*, McGraw Hill 1970
- [24] SKOLNIK, I. Merril, *Radar Handbook*, McGraw Hill 1970
- [25] KRAUS, J. D. *Antennas*. 2nd. Ed. New York: McGraw-Hill, 1988.
- [26] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de antenas*. Publicação interna. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações, 2009
- [27] CHUN, J.C, KIM T.S., KIM J.M, LIM Z.S. and PARK W.S., *Spectrum Correlation of Beat Signals in the FM-CW Radar Level Meter and Application for Precise Distant Measurement*, IEEE MTT-S Digest , 2001.
- [28] JOHANNGEORG, Otto, *Radar Applications in Level Measurement, Distance Measurement and Nondestructive Material Testing*, Institut fir Angewandte Forschung, University for Applied Sciences, Aalen ó Germany.
- [29] BARTON David e SERGEY A. Leonov, *Radar Technology Encyclopedia*, Artech House, Inc ó Boston, London. 1997.
- [30] KO, Hao-Hsien, CHENG Kai-Wen, SU Hsuan-Jung, *Range Resolution Improvement for Radar FMCW*, Department of Electrical Engineering, National Taiwan University, No.1, Sec. 4, Roosevelt Road, 10617, Taipei, Taiwan.
- [31] COLE, W. Henry, *Understanding RADAR*, Blackwell Scientific Publications, Second Edition, 1992.
- [32] KNOTT F. Eugene, SHAEFFER F. John, *RADAR Cross Section*, Artech House, Second Edition, 1993.
- [33] RICHARDS, A. Mark. *Fundamentals of Radar Signal Processing*, McGraw-Hill, 2005.
- [34] MEIKLE, Hamish, *Modern Radar Systems*, Second Edition , Artech House 2008.
- [35] Tabela de Integrais, <http://www.profwillian.com/calculo/Integrais.htm> - acesso: 28.09.2010