

**INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA**

**1º Ten BRUNO EDUARDO DE OLIVEIRA MACHADO**

**COMPENSAÇÃO DO ACOPLAMENTO MÚTUO EM CONJUNTOS DE  
ANTENAS PARA DE ATRAVÉS DO MÉTODO DA IMPEDÂNCIA  
MÚTUA DE RECEPÇÃO**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: José Carlos Araujo dos Santos – Ph D.  
Co-Orientador: Maj Maurício Henrique Costa Dias – D. C.

Rio de Janeiro

2010

# **Livros Grátis**

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

©2010

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA  
Praça General Tibúrcio, 80 – Praia Vermelha  
Rio de Janeiro - RJ      CEP: 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmear ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do autor e dos orientadores.

|                  |  |
|------------------|--|
| 621.3824<br>S257 | Machado, Bruno Eduardo de Oliveira<br>Compensação do Acoplamento Mútuo em Conjuntos de Antenas para DF através do Método da Impedância Mútua de Recepção/ Bruno Eduardo de Oliveira Machado. – Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2010.<br>175 p.: il.<br>Dissertação (mestrado) – Instituto Militar de Engenharia – Rio de Janeiro, 2010.<br>1. Engenharia de Comunicações – teses. 2. Acoplamento Mútuo. 3. Sistemas de DF. I. Título. II. Instituto Militar de Engenharia |
|------------------|--|

**INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA**

**1º Ten BRUNO EDUARDO DE OLIVEIRA MACHADO**

**COMPENSAÇÃO DO ACOPLAMENTO MÚTUO EM UM CONJUNTO DE  
ANTENAS PARA DF ATRAVÉS DO MÉTODO DA IMPEDÂNCIA MÚTUA DE  
RECEPÇÃO**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof José Carlos Araujo dos Santos – Ph.D.

Co-orientador: Maj Maurício Henrique Costa Dias – D. C.

Aprovada em 10 de fevereiro de 2010 pela seguinte Banca Examinadora:

---

Prof. José Carlos Araujo dos Santos – Ph.D. do IME – Presidente

---

Maj Maurício Henrique Costa Dias – D. C. do IME

---

Maj Jorge Luís Rodrigues Pedreira de Cerqueira – D. C. do IME

---

Rodrigo Martins de Souza – D. C. do Centro Universitario da Cidade

Rio de Janeiro  
2010

À minha esposa, Bárbara.

## AGRADECIMENTOS

À minha esposa, pelo apoio para tornar este trabalho possível nas horas fáceis e difíceis, dando mais uma prova de que é muito especial e uma companheira para toda a vida.

Aos meus pais e irmã, por terem proporcionado, ao longo de toda a minha vida escolar, todas as condições necessárias para eu me tornar engenheiro de comunicações e ingressar no mestrado.

Ao Instituto Militar de Engenharia, em especial à Seção de Engenharia Elétrica, por possibilitar o prosseguimento de meus estudos.

Ao professor José Carlos Araujo dos Santos, pela orientação que enriqueceu meus conhecimentos e despertou em mim um senso crítico mais aguçado através de suas sugestões ao longo do desenvolvimento da pesquisa.

Ao Maj Mauricio Henrique Costa Dias, a quem coube a co-orientação desta dissertação, pela sua pronta disponibilidade e pela constante disposição em tornar o trabalho cada vez mais completo e mais didático.

Ao Maj Samuel Machado Leal da Silva e ao 1º Ten Anderson Rodrigues Ferreira, do Centro Tecnológico do Exército, pela participação nos procedimentos experimentais sem os quais seria inviável a realização deste trabalho.

Ao 2º Sgt Cleber Peralta Penha pelo auxílio nos procedimentos de laboratório que permitiram a realização deste estudo.

A todos aqueles que de forma direta ou indireta colaboraram para a realização desta dissertação, meu agradecimento.

## SUMÁRIO

|                           |  |    |
|---------------------------|--|----|
| LISTA DE ILUSTRAÇÕES..... | 09   |    |
| LISTA DE TABELAS.....     | 14   |    |
| LISTA DE SÍMBOLOS .....   | 15   |    |
| LISTA DE SIGLAS .....     | 17   |    |
| <b>1</b>                  | <b>INTRODUÇÃO.....20</b>   |    |
| 1.1                       | Contextualização.....22  |    |
| 1.2                       | Organização do Trabalho .....  | 27 |
| <b>2</b>                  | <b>TÉCNICAS PARA A DETERMINAÇÃO DA DIREÇÃO DE CHEGADA DE UM SINAL.....28</b>                   |    |
| 2.1                       | Princípios de DF .....   | 28 |
| 2.2                       | Requisitos de Sistemas de DF.....  | 30 |
| 2.3                       | Técnicas de DF Clássicas .....   | 31 |
| 2.3.1                     | Princípio Watson-Watt.....   | 34 |
| 2.3.2                     | Interferometria Comum.....   | 37 |
| 2.3.2.1                   | Linha-Base Única.....  | 41 |
| 2.3.2.2                   | Linha-Base Múltipla.....   | 44 |
| 2.3.3                     | Interferometria Correlativa.....   | 47 |
| 2.3.4                     | Análise da Variação da Frequência Doppler .....  | 47 |
| 2.3.5                     | Matriz Butler.....   | 49 |
| 2.3.6                     | Lentes de Microondas .....   | 52 |
| 2.3.7                     | Análise Comparativa e Escolha da Técnica de DF.....  | 54 |
| 2.4                       | Técnicas de DF Utilizando Processamento de Sinais em Conjuntos de Antenas ...                  | 56 |
| 2.4.1                     | Método de Formação de Feixe .....  | 56 |
| 2.4.2                     | Antenas Adaptativas.....   | 57 |
| 2.4.3                     | Music.....   | 59 |
| <b>3</b>                  | <b>FUNDAMENTOS SOBRE ACOPLAMENTO MÚTUO ENTRE ANTENAS E MÉTODOS PARA SUA COMPENSAÇÃO.....64</b> |    |
| 3.1                       | Conceitos Gerais Sobre Acoplamento Mútuo .....   | 64 |
| 3.1.1                     | Definição .....  | 66 |

|          |   |            |
|----------|---|------------|
| 3.1.2    | Influência do Acoplamento Mútuo na Impedância de Entrada da Antena .....  | 68         |
| 3.1.3    | Influência do Acoplamento Mútuo no Diagrama de Radiação da Antena.....  | 70         |
| 3.2      | Métodos de Compensação .....  | 71         |
| 3.2.1    | Método da Tensão de Circuito Aberto .....   | 71         |
| 3.2.2    | Método da Onda Completa.....  | 74         |
| 3.2.3    | Método do Diagrama de Elemento .....  | 76         |
| 3.2.3.1  | Método do Diagrama de Elemento Isolado .....  | 76         |
| 3.2.3.2  | Método do Diagrama de Elemento Acoplado .....   | 80         |
| 3.2.4    | Método da Calibração .....  | 86         |
| 3.2.5    | Compensação pelo Projeto da Antena.....   | 85         |
| 3.2.6    | Método Utilizando Parâmetros $S$ .....  | 86         |
| 3.2.7    | Método da Impedância Mútua de Recepção .....  | 90         |
| 3.2.8    | Análise Comparativa e Escolha da Técnica de Compensação do Acoplamento Mútuo .....  | 98         |
| <b>4</b> | <b>APLICAÇÃO DO MÉTODO DA IMPEDÂNCIA MÚTUA DE RECEPÇÃO.....</b>   | <b>102</b> |
| 4.1      | Especificação do Cenário .....  | 103        |
| 4.1.1    | Conjunto de Antenas Monopolo com Parasita Cônico .....  | 104        |
| 4.1.2    | Conjunto de Antenas Monopolo sem Parasita.....  | 108        |
| 4.2      | Simulações do Conjunto de Antenas Utilizando o CST Studio Suite 2009.....   | 111        |
| 4.2.1    | Aplicação do Método do Parâmetro $S$ em um Conjunto de Dipolos de Meia-Onda .....   | 115        |
| 4.2.2    | Aplicação do Método da Impedância Mútua de Recepção em um Conjunto de Monopolos com Parasitas Cônicos .....                         | 116        |
| 4.2.3    | Aplicação do Método da Impedância Mútua de Recepção em um Conjunto de Monopolos sem Parasitas .....                                 | 117        |
| 4.3      | Algoritmo de Compensação do Acoplamento Mútuo.....  | 117        |
| 4.3.1    | Aplicação com os Dados Simulados pelo Método do Parâmetro $S$ em um Conjunto de Dipolos de Meia-Onda .....                          | 118        |
| 4.3.2    | Aplicação com os Dados Simulados pelo Método da Impedância Mútua de Recepção em um Conjunto de Monopolos com Parasitas Cônicos..... | 119        |



|          |   |            |
|----------|---|------------|
| 4.3.3    | Aplicação com os Dados Simulados pelo Método da Impedância Mútua de Recepção em um Conjunto de Monopolos sem Parasitas..... | 120        |
| 4.4      | Resultados das Compensações do Acoplamento para Vários Azimutes .....   | 120        |
| 4.5      | Influência da Perda de Retorno em Antenas para o Resultado do Ângulo de Chegada.....  | 140        |
| <b>5</b> | <b>CONSTRUÇÃO E TESTES DO CONJUNTO DE ANTENAS PARA A DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE CHEGADA POR COMPARAÇÃO DE FASE .....</b>     | <b>143</b> |
| 5.1      | Construção das Antenas e Montagem do Conjunto de Antenas.....   | 144        |
| 5.1.1    | Construção dos Monopolos .....  | 144        |
| 5.1.2    | Construção do Plano de Terra.....   | 144        |
| 5.1.3    | Suporte do Plano de Terra .....   | 146        |
| 5.1.4    | Disposição das Antenas no Conjunto.....   | 146        |
| 5.2      | Planejamento das Medidas .....  | 147        |
| 5.2.1    | Resumo do Método de Medida.....   | 147        |
| 5.2.2    | Conceitos e Desenvolvimento Matemático Relacionados ao Método de Medida   | 148        |
| 5.2.3    | Parâmetros de Interesse para a Medida.....  | 150        |
| 5.2.4    | Materiais e Equipamentos Utilizados.....  | 152        |
| 5.3      | Testes.....   | 153        |
| 5.3.1    | Procedimentos de Calibração .....   | 153        |
| 5.3.2    | Montagem do Ambiente de Testes .....  | 155        |
| 5.3.2.1  | Nivelamento e Alinhamento das Antenas e dos seus Suportes .....   | 156        |
| 5.3.2.2  | Cuidados Necessários para o Sucesso das Medidas .....   | 158        |
| 5.3.3    | Determinação de Diferenças de Fase entre 2 Antenas Adjacentes com o Uso de Medidas de Parâmetros $S$ .....                  | 159        |
| 5.4      | Análise dos Resultados.....   | 160        |
| <b>6</b> | <b>CONCLUSÕES.....</b>  | <b>164</b> |
| <b>7</b> | <b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>   | <b>167</b> |
| <b>8</b> | <b>APÊNDICE .....</b>   | <b>171</b> |

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

|           |   |    |
|-----------|---|----|
| FIG. 2.1  | Ilustração dos ângulos de azimute ( $\alpha$ ) e de elevação ( $\epsilon$ ) (ROHDE & SCHWARZ, 2004) .....   | 30 |
| FIG. 2.2  | Cenário para a aplicação do Princípio Watson-Watt utilizando dipolos (ROHDE & SCHWARZ, 2004).....   | 35 |
| FIG. 2.3  | Erro de Espaçamento (em graus) em função do azimute e do espaçamento entre as antenas (POISEL, 2002).....   | 36 |
| FIG. 2.4  | Cenário para a aplicação do Princípio Watson-Watt utilizando antenas em forma de espira ortogonais (ROHDE & SCHWARZ, 2004) .....                  | 37 |
| FIG. 2.5  | Vista de cima da frente da onda incidente em um par de antenas (MUSSELMAN e NORGDARD, 1992).....  | 39 |
| FIG. 2.6  | Visualização da diferença de percurso de uma onda incidente em um conjunto (LIPSKY, 2004).....  | 41 |
| FIG. 2.7  | Relação entre o número de ambiguidades e o ângulo de chegada com a variação da razão $\frac{D}{\lambda}$ (LIPSKY, 2004).....                      | 43 |
| FIG. 2.8  | Representação de uma linha-base múltipla (FERREIRA FILHO, 2000).....  | 44 |
| FIG. 2.9  | Diferenças de fase entre 2 antenas formando um par ambíguo (linha-cheia) e formando um par sem ambigüidade (linha pontilhada) (LIPSKY, 2004)..... | 45 |
| FIG. 2.10 | Determinação do ângulo de chegada a partir da correlação entre as diferenças de fase medidas e calculadas (ROHDE & SCHWARZ, 2004).....            | 46 |
| FIG. 2.11 | Movimento relativo entre o sinal e a antena em sistemas DF Doppler (FERREIRA FILHO, 2000) .....   | 47 |
| FIG. 2.12 | Simulação do movimento linear da antena com chaveamento automático (FERREIRA FILHO, 2000) .....   | 49 |
| FIG. 2.13 | Matriz Butler de 8 elementos (LIPSKY, 2004).....  | 50 |
| FIG. 2.14 | Feixes associados a cada elemento da matriz Butler (LIPSKY, 2004) .....   | 50 |
| FIG. 2.15 | Matriz Butler com conjunto circular de 4 elementos (FERREIRA FILHO, 2000)   | 51 |
| FIG. 2.16 | Visualização dos possíveis percursos para o sinal na lente de Rotman (FERREIRA FILHO, 2000) .....   | 53 |
| FIG. 2.17 | Sequência de passos do método de formação de feixe (ROHDE & SCHWARZ, 2004) .....  | 57 |

|  |    |
|--|----|
| FIG. 2.18 (a) esquemático para determinar a potência de saída (b) Função de Capon para o esquema mostrado com $N = 9$ e ondas incidentes em $5^\circ$ , $15^\circ$ , $40^\circ$ , $60^\circ$ e $220^\circ$ ( $S/N=100$ ) (ROHDE & SCHWARZ, 2004) ..... | 59 |
| FIG. 2.19 Comparação entre a potência espectral determinada a partir do MUSIC (curva com picos pronunciados) e o método formador de feixe convencional (ROHDE & SCHWARZ, 2004).....  | 62 |
| FIG. 3.1 Visualização dos sinais irradiados e acoplados no modo transmissor (BALANIS, 1997) .....  | 64 |
| FIG. 3.2 Visualização dos sinais irradiados e acoplados no modo receptor (BALANIS, 1997) .....   | 66 |
| FIG. 3.3 Mecanismos de acoplamento entre elementos de um conjunto de antenas (STUTZMAN, 1998) .....  | 67 |
| FIG. 3.4 Modelo para o $m$ -ésimo elemento em um conjunto de antenas (STUTZMAN, 1998) .....  | 68 |
| FIG. 3.5 Representação do sinal recebido segundo o método do diagrama de elemento isolado (STEYSKAL e HERD, 1990) .....  | 77 |
| FIG. 3.6 Modelo de alimentação das antenas do conjunto utilizando fontes equivalentes de Thevenin (KELLEY e STUTZMAN, 1993).....   | 82 |
| FIG. 3.7 Circuito equivalente da fonte ligada à impedância de entrada da $q$ -ésima antena do conjunto (KELLEY e STUTZMAN, 1993).....  | 82 |
| FIG. 3.8 Análise de um conjunto de antenas receptor a partir de um circuito de $N+1$ portas e parâmetros $Z$ (LO e VU, 1988) .....   | 87 |
| FIG. 3.9 Análise de um conjunto de antenas receptor a partir de um circuito de $N$ portas e parâmetros $S$ (LO e VU, 1988) .....   | 89 |
| FIG. 3.10 Distribuição de corrente normalizada estimada em 2,4 GHz sobre uma antena dipolo de meia-onda com uma carga de $50 \Omega$ em seus terminais (HUI 2003).....   | 91 |
| FIG. 3.11 Conjunto linear de antenas dipolo para a definição da nova impedância mútua (HUI 2003) .....   | 92 |
| FIG. 3.12 Esquema de medidas da nova impedância mútua dentro de uma câmara anecóica (HUI, 2004).....   | 95 |

|           |   |     |
|-----------|---|-----|
| FIG. 3.13 | Comparação entre valores medidos e teóricos da impedância mútua de recepção $Z_{12}$ entre dois monopolos e visualização do valor teórico da impedância mútua convencional (HUI, 2004)..... | 97  |
| FIG. 3.14 | Espectro espacial do algoritmo MUSIC para a detecção de dois sinais coerentes utilizando tensões medidas reais, tensões compensadas e tensões ideais (acoplamento nulo) (HUI, 2003) .....   | 97  |
| FIG.4.1   | Vista lateral e frontal em perspectiva do conjunto circular de 4 monopolos com parasitas cônicos .....  | 105 |
| FIG.4.2   | Perda de retorno do monopolo com parasita cônico isolado (SAUNDERS FILHO, 2009) .....   | 106 |
| FIG.4.3   | Corte transversal do tronco de cone utilizado nas simulações.....   | 107 |
| FIG.4.4   | Vista lateral e frontal em perspectiva do conjunto circular de 04 monopolos sem parasitas.....  | 109 |
| FIG.4.5   | Perda de retorno do monopolo sem parasita (sem marcadores).....   | 109 |
| FIG.4.6   | Perda de retorno do monopolo sem parasita (com marcadores) .....  | 110 |
| FIG.4.7   | Ligação das portas “ <i>S-Parameter</i> ” (vermelha), cargas (azuis) e monitores de tensão (verdes).....  | 112 |
| FIG.4.8   | Vista em perspectiva do dipolo isolado e vista de cima da incidência da onda plana .....  | 121 |
| FIG.4.9   | Visualização do conjunto de 2 dipolos no CST STUDIO SUITE .....   | 126 |
| FIG.4.10  | Visualização do conjunto de 2 dipolos com uma fonte em campo distante .....   | 126 |
| FIG.4.11  | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método do parâmetro S, em um setor de 45°, para um azimute de 30° .....  | 128 |
| FIG.4.12  | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método do parâmetro S, em um setor de 45°, para um azimute de 25° .....  | 128 |
| FIG.4.13  | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 10° ....  | 131 |
| FIG.4.14  | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30° ....  | 131 |
| FIG.4.15  | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 45° ....  | 132 |

|          |  |     |
|----------|--|-----|
| FIG.4.16 | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 70° ....   | 132 |
| FIG.4.17 | Comparação entre as amplitudes do parâmetro $Z_{12}$ para os azimutes 10°, 30°, 45° e 70° e o valor médio.....   | 133 |
| FIG.4.18 | Comparação entre as fases do parâmetro $Z_{12}$ para os azimutes 10°, 30°, 45° e 70° e o valor médio .....   | 134 |
| FIG.4.19 | Comparação entre as amplitudes do parâmetro $Z_{23}$ para os azimutes 10°, 30°, 45° e 70° e o valor médio.....   | 134 |
| FIG.4.20 | Comparação entre as fases do parâmetro $Z_{23}$ para os azimutes 10°, 30°, 45° e 70° e o valor médio .....   | 135 |
| FIG.4.21 | Comparação entre as amplitudes do parâmetro $Z_{34}$ para os azimutes 10°, 30°, 45° e 70° e o valor médio.....   | 135 |
| FIG.4.22 | Comparação entre as fases do parâmetro $Z_{34}$ para os azimutes 10°, 30°, 45° e 70° e o valor médio .....   | 136 |
| FIG.4.23 | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 10°, considerando os valores médios dos parâmetros $Z$ ..... | 137 |
| FIG.4.24 | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30°, considerando os valores médios dos parâmetros $Z$ ..... | 137 |
| FIG.4.25 | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 45°, considerando os valores médios dos parâmetros $Z$ ..... | 138 |
| FIG.4.26 | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 70°, considerando os valores médios dos parâmetros $Z$ ..... | 138 |
| FIG.4.27 | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30°, na faixa de 1 a 2 GHz.....                              | 141 |
| FIG.4.28 | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30°, na faixa de 1,4 a 1,8 GHz .....                         | 141 |

|          |  |     |
|----------|--|-----|
| FIG.4.29 | Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30°, na faixa de 2,5 a 3,5 GHz ..... | 142 |
| FIG. 5.1 | Plano de terra para uma antena monopolo utilizando fios radiais COLIN (1985) .....   | 145 |
| FIG. 5.2 | Visualização da localização dos monopolos e dos parafusos de fixação no plano de terra. ....   | 146 |
| FIG. 5.3 | <i>Setup</i> para a medida da diferença de fase do sinal entre as portas de um par de antenas de um conjunto de monopolos. ....  | 153 |
| FIG. 5.4 | Visualização das antenas dentro da câmara anecóica.....  | 155 |
| FIG. 5.5 | Visualização do analisador de redes, do atenuador e dos cabos utilizados nas medidas.....  | 155 |
| FIG. 5.6 | Uso do prumo para o alinhamento do conjunto com a mesa fixa. ....  | 157 |
| FIG. 5.7 | Uso do prumo para o alinhamento da mesa fixa com a mesa giratória. ....  | 157 |
| FIG. 5.8 | Uso do apontador laser para o alinhamento da corneta com o azimute 0°. ....  | 158 |
| FIG. 5.9 | Visualização das imperfeições do conjunto de monopolos. ....   | 163 |

## LISTA DE TABELAS

|  |     |
|--|-----|
| TAB. 2.1 Deslocamentos de fase associados a cada porta da matriz Butler da FIG. 2.15<br>(FERREIRA FILHO, 2000) .....                   | 51  |
| TAB. 2.2 Vantagens e desvantagens das técnicas de DF clássicas.....  | 55  |
| TAB. 4.1 Comparação entre as fases na antena 1 nos casos onde está isolada e<br>acompanhada da antena 2.....                           | 122 |
| TAB. 4.2 Diferenças de fase entre as antenas 1 e 2 calculadas analiticamente e pelo CST..  | 123 |
| TAB. 4.3 Erros absoluto e relativo entre as diferenças de fase calculada e medida para<br>cada caso simulado .....                     | 123 |
| TAB. 4.4 Análise quantitativa da compensação do acoplamento mútuo utilizando<br>parâmetros $S$ para um azimute de $30^\circ$ .....     | 129 |
| TAB. 4.5 Análise quantitativa da compensação do acoplamento mútuo utilizando<br>parâmetros $S$ para um azimute de $15^\circ$ .....     | 130 |
| TAB. 4.6 Média e erro_RMS dos resultados dos ângulos de chegada após a compensação   | 140 |
| TAB. 5.1 Resultados das medidas de diferenças de fase para um azimute de $30^\circ$ . .....  | 159 |
| TAB. 5.2 Resultados das medidas de diferenças de fase para os azimutes $30^\circ$ , $45^\circ$ e $60^\circ$<br>nas antenas 1 e 4 ..... | 162 |
| TAB. 5.3 Resultados das medidas de diferenças de fase para os azimutes $30^\circ$ , $45^\circ$ e $60^\circ$<br>nas antenas 1 e 2 ..... | 162 |

## LISTA DE SÍMBOLOS

- $N$  – Número de portas de um circuito genérico
- $Z_{ij}$  – Impedância mútua entre as portas  $i$  e  $j$  de um circuito genérico
- $S_{ij}$  – Parâmetro de espalhamento entre as portas  $i$  e  $j$  de um circuito genérico
- $s_{NS}(t)$  – Sinal diferença entre os sinais recebidos pelas antenas Norte e Sul no Princípio Watson-Watt
- $s_{EW}(t)$  – Sinal diferença entre os sinais recebidos pelas antenas Leste e Oeste no Princípio Watson-Watt
- $R$  – Raio do conjunto circular de antenas
- $D$  – Distância entre um par de antenas
- $B$  – Ângulo do traço no osciloscópio formado na aplicação do Princípio Watson-Watt
- $N_c$  – Número de elementos de um conjunto de antenas
- $s(t)$  – Sinal incidente em um conjunto de antenas
- $L$  – Distância percorrida pelo sinal do emissor ao receptor
- $g_{ae}^n(\theta, \phi)$  – Diagrama de elemento-ativo do  $n$ -ésimo elemento de um conjunto de antenas
- $Z^g$  – Impedância de gerador de uma fonte conectada à entrada de uma antena do conjunto
- $g_{ae}(\theta, \phi)$  – Diagrama de elemento-ativo médio dos elemento de um conjunto de antenas
- $V_j$  – Tensão nos terminais da antena  $j$  de um conjunto
- $V_{ocj}$  – Tensão de circuito aberto nos terminais da antena  $j$  de um conjunto
- $V_t^k$  – Tensão nos terminais da antena  $k$  de um conjunto onde todos os elementos possuem terminais carregados por uma impedância  $Z_L$



|                 |   |
|-----------------|---|
| $I_t^k$         | – Corrente na carga da antena $k$ de um conjunto onde todos os elementos possuem terminais carregados por uma impedância $Z_L$ .                      |
| $Z_t^{ki}$      | – Impedância mútua de recepção entre as antenas $k$ e $i$ de um conjunto  |
| $[v(t)]$        | – Vetor das tensões nas saídas das antenas de um conjunto com a incidência de vários sinais   |
| $[n(t)]$        | – Vetor dos ruídos brancos nas saídas das antenas de um conjunto  |
| $u_i(t)$        | – Sinal gerado pela fonte $i$ de um conjunto de fontes descorrelacionadas   |
| $[R]$           | – Matriz covariância utilizada no algoritmo MUSIC   |
| $\alpha$        | – Azimute do sinal incidente nas antenas do receptor em relação a uma dada referência   |
| $\varepsilon$   | – Elevação do sinal incidente nas antenas do receptor em relação a uma dada referência  |
| $\lambda$       | – Comprimento de onda do sinal  |
| $j$             | – Unidade imaginária do sistema de números complexos ( $j = \sqrt{-1}$ )  |
| $\Delta\varphi$ | – Diferença de fase entre os sinais recebidos por duas antenas de um conjunto devido à uma diferença de percurso da frente de onda incidente no mesmo |
| $\Delta S$      | – Diferença de percurso da frente de onda até duas antenas diferentes de um conjunto  |
| $f$             | – Frequência  |
| $\psi$          | – Excursão angular do sinal entre o emissor e o receptor  |
| $\sigma^2$      | – Variância do ruído branco associado às saídas das antenas de um conjunto  |
| $\varepsilon_n$ | – $n$ -ésimo autovalor da matriz covariância utilizada no algoritmo MUSIC   |
| $e_n$           | – $n$ -ésimo autovetor da matriz covariância utilizada no algoritmo MUSIC   |
| $N_{am}$        | – número de amostras extraídas do gráfico do ângulo de chegada  |

## LISTA DE SIGLAS

|        |  |
|--------|--|
| DF     | Determinação de direção de chegada de sinais ( <i>Direction Finding</i> )          |
| RF     | Radiofrequência ( <i>Radio Frequency</i> )   |
| MUSIC  | ( <i>Multiple Signal Classification</i> )  |
| ESPRIT | ( <i>Estimation of Sinal Parameters via Rotacional Invariance Techniques</i> )     |
| LOB    | Linha de marcação ( <i>Line of Bearing</i> )                                       |
| ADC    | Ângulo de Chegada  |
| SOLT   | Curto-Aberto-Carga-Ligação direta ( <i>Short-Open-Load-Thru</i> )                  |
| DOA    | Direção de chegada ( <i>Direction of Arrival</i> )                                 |
| CST    | <i>Computer Simulation Technology</i>  |
| CTEx   | Centro Tecnológico do Exército   |
| HF     | Faixa de frequência que se estende de 3 a 30 MHz. ( <i>High Frequency</i> )        |
| IEEE   | <i>The Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>                       |
| VHF    | Faixa de frequência que se estende de 30 a 300 MHz. ( <i>Very High Frequency</i> ) |

## RESUMO

Os sistemas de determinação do ângulo de chegada (*Direction Finding* - DF) são responsáveis por identificar a direção de incidência de um ou mais sinais eletromagnéticos em um conjunto de antenas receptoras. Existem várias técnicas de DF na literatura, que variam de acordo com o parâmetro analisado. Os parâmetros mais usados são amplitude, fase, frequência e tempo de chegada. Para cada parâmetro, dependendo do cenário, uma ou mais técnicas de DF podem ser utilizadas. Caso a fase seja utilizada, um método bastante empregado é a interferometria. Tais técnicas são apresentadas e discutidas no trabalho.

Na teoria sobre técnicas de DF, os autores consideram que os sinais incidentes são oriundos de fontes distantes que produzem efeitos isolados nas antenas receptoras. Com isso, as interações entre as antenas do conjunto, também conhecidas como acoplamento mútuo, não são consideradas, o que torna os resultados teóricos diferentes dos práticos. Portanto, um método para compensar o efeito do acoplamento mútuo deve ser aplicado nos sinais recebidos antes de aplicar a técnica de DF.

O presente trabalho possui dois objetivos principais. O primeiro deles é o estudo da influência do acoplamento mútuo entre as antenas do receptor na medida do ângulo de chegada em sistemas de DF. O segundo é a identificação e a avaliação das formas de redução deste efeito para a melhoria da precisão dos ângulos medidos em tais sistemas.

Ao longo do estudo, é apresentada uma análise comparativa de alguns métodos de compensação do acoplamento mútuo e de algumas técnicas de DF. O método da impedância mútua de recepção é empregado neste trabalho para a compensação do acoplamento mútuo. A interferometria é aplicada para estimar o ângulo de chegada. Uma metodologia de simulação para a caracterização e a compensação do acoplamento mútuo no conjunto de antenas receptoras empregado no sistema é apresentada, utilizando os aplicativos CST Microwave Studio<sup>®</sup> e MatLab<sup>®</sup>. Tal metodologia gera vantagens no que diz respeito à montagem física de vários sistemas e à execução de medidas, o que pode ser tedioso e gerar altos custos para projetos de antenas deste tipo.

Por fim, é apresentado um procedimento de medidas de fase para um conjunto de antenas receptoras, a fim de confirmar na prática o efeito do acoplamento mútuo no resultado do ângulo de chegada. As simulações necessárias na aplicação das referidas técnicas apresentaram bons resultados, validando a metodologia proposta. Porém, as medidas de fase com um protótipo artesanal de conjunto de antenas não apresentaram resultados muito próximos do esperado devido às imperfeições do mesmo e à falta de instrumentos de precisão para realizar o perfeito alinhamento entre as antenas.

## ABSTRACT

Direction Finding systems (DF systems) are responsible for identifying the direction of incidence of one or more electromagnetic signals in a receiving antenna array. There are some DF techniques in the literature that vary according to the parameter analyzed. The most used parameters are amplitude, phase, frequency and time of arrival. For each parameter, depending on the application, one or more DF techniques may be used. If the phase is used, a widely employed method is interferometry.

In the theory about DF techniques, the authors usually consider that the incident signals are arising from remote sources that produce isolated effects at the receiving antennas. Therefore, the interactions among the array antennas, also known as mutual coupling, are not considered and the theoretical results become different from the practical ones. Thus, a method for compensating the mutual coupling effect must be applied on the received signals before applying the DF technique.

This work has two main objectives. The first one is the study of the mutual coupling influence among receiving antennas on measurements of angle of arrival in DF systems. The second one is the identification and assess for reducing this effect and improve the precision of the measured angles.

Along this study, it is presented a comparative analysis of some methods of mutual coupling compensation and DF techniques. The receiving mutual impedance method is employed in this work for the mutual coupling compensation. The interferometry is applied for estimating the angle of arrival. It's presented a simulation methodology for the mutual coupling compensation and characterization at the receiving antenna array employed in the system. Such methodology conceives advantages with regard to the physical assemblage of many systems and the execution of many measurements, that may be tedious and generate a high cost for these kinds of projects.

Finally, it is presented a procedure to measure the phases of a receiving antenna array, in order to confirm in practice the mutual coupling effect on the DF results. The necessary simulations for the application of the referred techniques showed good results, validating the proposal methodology. But, the measurements at the handmade prototype didn't show results too close to the expected ones due to the antenna imperfections and the lack of precision instruments to execute the perfect alignment between the transmitting and receiving antennas.

## 1 INTRODUÇÃO

Atualmente, diversos sistemas de radar e de comunicações dependem do conhecimento da direção de chegada dos sinais recebidos para funcionarem eficientemente, como, por exemplo, equipamentos de guerra eletrônica e de sistemas de controle de tráfego aéreo. A fim de possibilitar a determinação da direção de chegada de um sinal, algumas técnicas foram desenvolvidas ao longo do tempo. Descobriu-se que certos parâmetros do sinal, como amplitude, fase, frequência e tempo de chegada, podem ser utilizados para determinar a direção de chegada de seu emissor.

Apesar de ser possível a aplicação de várias técnicas em sistemas de determinação de direção de chegada de sinais (*Direction Finding* - DF), a técnica mais adequada deve ser escolhida em função do cenário em questão. Isto se deve ao fato de que os parâmetros do sinal podem ser modificados por modulações, por codificações ou por efeitos externos indesejados, oriundos de sinais interferentes coerentes, ruído, propagação por multipercurso, acoplamento mútuo entre antenas, entre outros fatores.

A presente dissertação tem como objetivo o estudo da influência do acoplamento mútuo entre as antenas do receptor na medida do ângulo de chegada em sistemas de DF, assim como a identificação e a avaliação das formas de redução deste efeito para o aumento da precisão dos ângulos medidos.

Em situações onde o cenário de medidas é controlado, muitos efeitos externos podem ser eliminados ou reduzidos consideravelmente. O acoplamento mútuo, porém, sempre estará presente em maior ou menor intensidade, dependendo das características do sinal recebido, do tipo de antena, da quantidade de antenas do sistema e das distâncias entre as mesmas. O efeito resultante é uma variação na amplitude e na fase dos sinais recebidos, nos canais de recepção, influenciando nos resultados encontrados para o ângulo de chegada do sinal. Torna-se, portanto, imprescindível o conhecimento de formas de mensurar e eliminar este efeito, a fim de obter resultados de direções de chegada de sinais que expressem a realidade com o máximo de fidelidade possível.

O estudo realizado apresenta uma análise comparativa de alguns métodos de compensação do acoplamento mútuo e de determinação do ângulo de chegada de um sinal. Além disso, propõe uma metodologia para a determinação e a compensação do acoplamento mútuo no conjunto de antenas receptoras empregado no sistema de DF. Dentro deste contexto, é possível identificar os seguintes objetivos específicos para o trabalho:

- Análise das técnicas de determinação do ângulo de chegada de um sinal;
- Análise dos métodos de compensação do acoplamento mútuo entre antenas;
- Identificação da melhor técnica para determinar o ângulo de chegada de um sinal sem o efeito do acoplamento mútuo, de acordo com o cenário;
- Apresentação de uma metodologia de simulação para determinar o acoplamento mútuo entre antenas, utilizando o simulador CST STUDIO SUITE 2009;
- Aplicação do método de compensação do acoplamento mútuo mais adequado utilizando a ferramenta MATLAB e os resultados extraídos da simulação no CST STUDIO SUITE 2009;
- Projeto, montagem e testes de um protótipo de conjunto de antenas para avaliação da metodologia utilizada, para possível emprego em um módulo de antena de um sistema de DF.

Neste trabalho, a análise do acoplamento mútuo é realizada em um conjunto circular composto por quatro antenas monopolo, formando setores de  $90^\circ$ , em um ambiente sem reflexões, ruídos e interferências. As medidas foram realizadas em uma câmara anecóica, sendo utilizada uma antena corneta piramidal na transmissão, alimentada com um sinal harmônico sem modulação. O protótipo implementado foi utilizado na recepção. As antenas monopolo do conjunto receptor foram construídas a partir de conectores tipo-N, como descrito no Capítulo 5. Nas simulações destes monopolos, a faixa de frequências que proporcionava perda de retorno melhor que 15 dB e dimensões razoáveis para as antenas foi de 673 a 758 MHz, sendo esta a faixa utilizada nas medidas. A necessidade de a perda de retorno ser melhor que 15 dB é discutida ao longo do trabalho.

Simulações também foram realizadas considerando um conjunto de monopolos com elementos parasitas cônicos, desenvolvidos por SAUNDERS FILHO (2009). Neste caso,

foram utilizadas várias faixas de frequências, entre 1 e 3,5 GHz, com o objetivo de avaliar a influência da perda de retorno nas entradas das antenas sobre os resultados do ângulo de chegada.

O presente trabalho utiliza a metodologia de análise e simulação do efeito do acoplamento mútuo na determinação do ângulo de chegada em sistemas de DF em conjunto com o simulador de campos eletromagnéticos CST Microwave Studio, com o objetivo de compensar tal efeito sem a necessidade de construção prévia das antenas ou realização de medidas.

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Os sistemas de DF pioneiros utilizavam dipolos elétricos ou magnéticos rotativos. Nestes casos, quando o eixo da antena coincidia com a direção do campo elétrico ou magnético incidente, que se confundia com a direção de polarização de tais campos, era possível conhecer a direção de incidência dos campos a partir da direção do vetor de Poynting associado (ROHDE & SCHWARZ, 2004). Com o passar dos anos, outros parâmetros do sinal foram analisados e surgiram técnicas de comparação de amplitude, de fase, de frequência e de tempo de chegada dos sinais. Posteriormente, foram introduzidos conceitos de processamento digital de sinais nas técnicas de DF, tornando-as mais imunes aos efeitos indesejados do ruído, das interferências e de outros fatores. Além da evolução das técnicas propriamente ditas, com relação às novas possibilidades de determinação do ângulo de chegada de um sinal em cenários cada vez mais complexos, a evolução tecnológica foi fundamental para o desenvolvimento de novos sistemas. LIPSKY (2004) cita a melhoria das antenas e dos amplificadores, com ganhos e faixas de frequência cada vez maiores, como fatores que possibilitaram a aplicação das técnicas de DF com alcances maiores, com maior precisão e com uma sensibilidade muito melhor na recepção. Outros avanços importantes estão relacionados à maior capacidade de processamento e de armazenamento de dados, proporcionada pela evolução computacional associada ao desenvolvimento tecnológico na área de microeletrônica.

Atualmente, existe uma grande quantidade de artigos que utilizam técnicas de DF com processamento digital de sinais. A técnica MUSIC (*Multiple Signal Classification*), por exemplo, faz uma separação do sinal e do ruído em subespaços diferentes antes de determinar o ângulo de chegada, melhorando a resolução do resultado principalmente em ambientes com múltiplos sinais incidentes. STOICA e NEHORAI (1989) estudaram o desempenho de tal técnica e analisaram a sua eficiência na situação de duas ondas planas incidentes em um conjunto linear uniforme de antenas. MEWES et al. (1993) apresentaram um sistema experimental nas faixas de HF e VHF, implementando o algoritmo MUSIC, onde alguns resultados de medidas são disponibilizados para comparação com resultados de simulação. ERHEL et al. (1997) citam a recepção de um sinal na faixa de HF, após a propagação pela ionosfera, como uma aplicação para o MUSIC, já que múltiplos sinais são recebidos oriundos de múltiplos percursos, uma vez que as várias camadas da ionosfera podem se comportar como refletoras para o sinal. O algoritmo MUSIC também pode ser aplicado para fazer a separação dos múltiplos sinais incidentes a partir das suas polarizações, utilizando um conjunto de antenas heterogêneo.

Outra técnica bastante usada, que também aplica um algoritmo de alta-resolução, é a ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*). SWINDLEHURST e KAILATH (1993) utilizaram tal técnica no caso da determinação das direções de múltiplos sinais em um mesmo canal, sendo cada direção determinada pelo azimute e pela elevação do sinal (caso bidimensional). LIU e MENDEL (1998) propuseram um novo algoritmo, baseado no ESPRIT, para determinar o azimute e a elevação de sinais oriundos de fontes diferentes, porém com um terço do *hardware* utilizado no algoritmo ESPRIT convencional.

Porém, para a determinação do ângulo de chegada, ainda são utilizadas técnicas clássicas, como monopulso e interferometria, dependendo da aplicação e do cenário. A técnica de monopulso é utilizada em sistemas de radar e extrai a informação do ângulo de chegada da amplitude ou da fase de um único pulso recebido por mais de uma antena. Já a interferometria, que realiza a comparação de fase dos sinais recebidos por várias antenas, pode ser empregada tanto em sistemas de radar quanto em sistemas de comunicações, já que não depende que o sinal recebido seja pulsado.



Como exemplo de aplicação recente, BALOGH e KOLLÁR (2003) utilizam a técnica de interferometria para determinar a direção de chegada de um sinal incidente e utilizam um algoritmo numérico, baseado na técnica da correlação cruzada, para melhorar a precisão dos resultados. Tal algoritmo possui o ônus do aumento da complexidade e do tempo computacional da técnica. Em outro exemplo, LIM et al. (2004) descrevem um equipamento de DF que pode ser utilizado em embarcações e em veículos móveis. Tal equipamento conta com um sistema avançado para eliminar ambiguidades nos resultados, bastante comuns em interferômetros, sendo tal sistema simplificado em relação a versões utilizadas anteriormente. O equipamento de LIM et al. (2004) apresentou um erro RMS de  $0,7^\circ$  nos resultados de azimute e de  $0,6^\circ$  nos resultados de elevação. BAILEY e MCCLURE (1963) citam a radioastronomia como possível aplicação e aliam a interferometria à técnica da razão entre a soma e a diferença dos sinais recebidos.

Com relação à aplicação monopulso, BULLOCK et al. (1971) apresentam o conceito, a teoria de operação, as equações características e uma análise do erro de quatro técnicas de monopulso banda-larga, incluindo os diagramas de blocos associados a cada uma delas. Tanto a amplitude quanto a fase dos sinais incidentes são utilizadas na determinação do ângulo de chegada, sendo fornecidos subsídios para a tomada de decisão a respeito da técnica mais adequada para cada situação. NANDAKUMARAN et al. (2008) desenvolveram um novo algoritmo para detectar e rastrear, de forma conjunta, mais do que dois alvos desconhecidos, a partir de uma única detecção, utilizando as informações do rastreamento.

LIPSKY (2004) destaca que a aplicação de sistemas de DF em guerra eletrônica tem avançado continuamente devido à necessidade de aviso e proteção antecipados para navios, aeronaves e forças terrestres contra ameaças que proporcionem um tempo de reação muito curto. Recentemente, com o advento de sofisticados sistemas de mísseis antiaéreos e antiembarcações, os sistemas de guerra eletrônica deparam-se com o problema de reconhecer não apenas a ameaça, mas também o estado em que a mesma se encontra, possibilitando a orientação à distância dos mísseis após seus lançamentos.

A importância desta relação entre a guerra eletrônica e os sistemas de DF tem sido observada pela quantidade de trabalhos de pós-graduação dentro das Forças Armadas. Recentemente, vários trabalhos foram desenvolvidos por alunos do IME relacionados

diretamente a técnicas de DF ou a temas afins, a fim de possibilitar o emprego destas técnicas em sistemas de defesa do Exército, da Marinha e da Aeronáutica.

DA SILVA (1990) realizou um estudo sobre a técnica monopulso, por comparação de amplitude ou de fase, a fim de empregá-la na análise de erros angulares em sistemas de acompanhamento. Neste estudo, foram descritos configurações de antenas e os diagramas de radiação típicos das mesmas. Além disso, foram mostrados os vários diagramas de blocos típicos de sistemas monopulso, explicando como cada componente do sistema trata o sinal de entrada até a determinação do ângulo de chegada.

PEIXOTO (1998) apresentou um estudo sobre receptores canalizados para fins de apoio à guerra eletrônica em ambiente radar. Apesar deste não ser um trabalho específico de aplicação de técnicas de DF, o ângulo de chegada era apontado como um dos parâmetros mais importantes para a seleção de sinais de radar. Além disso, já eram apontadas, como técnicas de DF frequentemente utilizadas, a comparação de amplitude e a comparação de fase, sendo a última mais precisa e utilizada para cobrir uma região angular mais estreita.

PINTO (1999) formulou um sistema para detecção de alvos a ser utilizado em um navio patrulha, sendo utilizadas medidas de apoio à guerra eletrônica (MAGE) para a ampliação da capacidade do mesmo. Neste caso, um dos objetivos foi propor e implementar um algoritmo para um método rápido de localização que utilizasse as marcações de um sistema MAGE para estimar a posição de um alvo.

FERREIRA FILHO (2000) continuou os trabalhos em torno de sistemas MAGE e propôs uma forma de compatibilizar o módulo de antena do sistema MAGE RDL, já existente na Marinha do Brasil, com o ambiente eletromagnético existente naquela época no contexto da guerra eletrônica. Com base no desenvolvimento do novo módulo de antena, foram apresentados estudos de técnicas de DF. Mais especificamente, foram apresentadas técnicas clássicas voltadas para sistemas de radar, tais como a interferometria, pela sua precisão, e a comparação de amplitude pela sua simplicidade.

BARBOSA (2005) realizou uma análise comparativa entre vários tipos de discriminadores de frequência e descreveu os passos do projeto de um discriminador digital

de frequências, que é o mais utilizado em sistemas MAGE. Portanto, este trabalho está integrado com os anteriores e também pode ser empregado em sistemas de DF que dependam da frequência.

O presente trabalho proporciona mais uma contribuição para o emprego de sistemas de DF nas Forças Armadas. Neste caso, busca-se verificar a influência do acoplamento mútuo entre os elementos de um módulo de antena sobre os resultados de ângulos de chegada de sinal. Além disso, são estudadas formas de compensá-lo para tornar os resultados de ângulos de chegada mais confiáveis.

Quanto à compensação do acoplamento mútuo, que é o foco principal deste trabalho, os métodos mais usados são os que utilizam parâmetros  $S$  e parâmetros  $Z$ . LO e VU (1988) tratam o conjunto de antenas como um circuito de  $N$  portas e, a partir dos parâmetros  $S$  associados, determinam uma matriz de acoplamento cuja inversa é multiplicada ao vetor sinal incidente, gerando o vetor sinal compensado (sem acoplamento). HUI (2003) trata o sinal recebido como a soma de uma parcela incidente com uma parcela acoplada, sendo a última determinada a partir dos parâmetros  $Z$  associados ao conjunto. Com isso, o sinal compensado é determinado efetuando-se a subtração do sinal recebido pela parcela acoplada calculada. Apesar de outros métodos utilizarem uma abordagem semelhante, também utilizando parâmetros  $Z$ , o método do HUI (2003) é próprio para conjuntos de antenas receptoras, já que apresenta uma nova definição de impedância mútua na qual os terminais das antenas não necessitam estar abertos.

Outros métodos, apesar de não serem tão utilizados e explorados como os anteriores, também podem ser empregados na compensação do acoplamento mútuo. STEYSKAL e HERD (1990) determinam os coeficientes formadores da matriz de acoplamento, cuja inversa é multiplicada ao vetor sinal recebido, através de duas abordagens: uma faz a decomposição de Fourier dos diagramas medidos dos elementos do conjunto de antenas; e a outra realiza medidas de acoplamento entre as portas do conjunto de antenas e associa tais medidas aos parâmetros  $S$  relacionados.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo 2, as principais características de um sistema de DF são levantadas e várias técnicas de DF são apresentadas e detalhadas, com destaque maior para as técnicas clássicas com aplicações em sistemas de comunicações. São apresentadas, também, algumas vantagens e desvantagens das técnicas estudadas e uma breve justificativa sobre a técnica mais adequada para implementação no cenário considerado neste trabalho, voltado para sistemas de comunicações.

No Capítulo 3, são abordados conceitos gerais sobre o acoplamento mútuo e a sua influência na resposta de uma antena, particularmente na impedância de entrada e no diagrama de radiação da mesma. Em seguida, são apresentadas as principais técnicas de compensação do acoplamento mútuo existentes na literatura, com destaque maior para as mais utilizadas, que são as que utilizam parâmetros  $Z$  e parâmetros  $S$ .

No Capítulo 4, é detalhado como foi escolhido e aplicado o método de compensação do acoplamento mútuo deste trabalho. O cenário considerado para as simulações e para as medidas é descrito e os detalhes sobre a utilização do *software* necessário para o projeto são apresentados, juntamente com um algoritmo para melhor descrever a metodologia utilizada.

O Capítulo 5 trata da construção do conjunto de antenas estudado. Mais especificamente, trata de como tal conjunto foi projetado e de como foram realizadas as medidas de fase nas antenas para serem utilizadas na determinação do ângulo de chegada.

Por fim, o Capítulo 6 apresenta as conclusões com relação aos resultados encontrados nas simulações e nas medidas, assim como comentários em relação ao cumprimento dos objetivos propostos. As contribuições científicas do trabalho são destacadas neste capítulo, assim como propostas para trabalhos futuros.

## 2 TÉCNICAS PARA A DETERMINAÇÃO DA DIREÇÃO DE CHEGADA DE UM SINAL

### 2.1 PRINCÍPIOS DE DF

A descoberta da diretividade das antenas por Heinrich Hertz, em 1888, na faixa de ondas decimétricas, possibilitou o início dos estudos sobre técnicas de DF. Em 1906, o primeiro método de DF foi patenteado com uma técnica bastante rudimentar (ROHDE & SCHWARZ, 2004). A partir deste, novas técnicas foram desenvolvidas, culminando com a criação de um sistema de DF com antenas giratórias em formato de espira, que determinava a direção de chegada a partir da direção do vetor de Poynting associado ao campo incidente. Neste último caso, a direção do vetor de Poynting era obtida a partir da direção de polarização do campo incidente. Tal técnica foi bastante utilizada na Primeira Guerra Mundial (ROHDE & SCHWARZ, 2004). As atividades militares nas duas guerras mundiais geraram os maiores avanços para as técnicas de DF. Nota-se que muito do desenvolvimento das técnicas e das proteções de patentes nesta área ocorreu no período de 1920 a 1940, quando os sistemas de DF funcionavam na faixa de 0,5 a 30 MHz (LIPSKY, 2004).

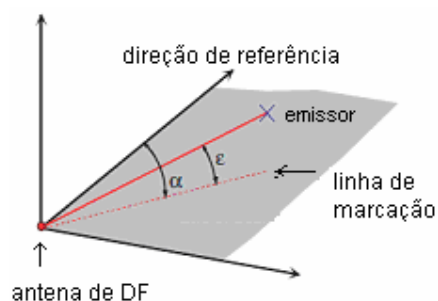
ADCOCK (1917) percebeu que era possível gerar características direcionais correspondentes àquelas das antenas em formato de espira utilizando antenas filamentosas como monopolos ou dipolos. ADCOCK (1919) patenteou um conjunto de 4 antenas dispostas ortogonalmente cujos diagramas de radiação, quando somados e comparados, poderiam dar o efeito de um diagrama parecido com a figura de dois “oitos” cruzados. A possível ambiguidade de  $180^\circ$  entre sinais era resolvida utilizando os sinais de todos os elementos ou uma antena de referência no centro do conjunto. Isto proporcionou uma melhoria na precisão da determinação da direção de sinais na faixa de ondas curtas, já que evitava a interferência de componentes de campo polarizadas horizontalmente e resolvia o problema dos nulos gerados pela soma entre as ondas espacial, polarizada aleatoriamente, e terrestre, polarizada verticalmente. As antenas propostas por Adcock foram utilizadas a partir de 1931 na Grã-Bretanha e na Alemanha.

Por volta de 1926, foi criado o primeiro sistema de DF eletrônico, ou seja, sem a necessidade de rotação mecânica das antenas. Em 1943, os primeiros sistemas de DF para observação de radar, em torno de 3 GHz, foram disponibilizados. Desde os anos 50, foram instalados sistemas de DF nos aeroportos para controle de tráfego aéreo por todo o mundo. Nos anos 80, iniciou-se o crescente uso do processamento digital de sinais nas técnicas de DF, possibilitando a determinação das direções de sinais incidindo simultaneamente com boa resolução. As técnicas de DF evoluíram para casos de emissões ágeis em frequência e para sinais de banda larga (ROHDE & SCHWARZ, 2004).

O objetivo das técnicas de DF é determinar o azimute e a elevação da fonte do sinal incidente a partir da avaliação dos parâmetros do sinal eletromagnético. Inicialmente, os sistemas de DF eram ativos, ou seja, havia a emissão de um sinal e a informação do ângulo de chegada era extraída da onda refletida, o que é comum em Sistemas de Radar. Com a melhoria da sensibilidade dos receptores e dos sistemas de antenas associados, tornou-se possível aproveitar sinais emitidos pelo alvo, como os do seu próprio radar, para determinar a sua direção. Isto tornou o sistema de DF passivo, eliminando a necessidade de um transmissor (LIPSKY, 2004).

Neste trabalho, considera-se que o sinal incidente é uma onda plana. Será buscada apenas a informação de azimute, considerando o receptor e o transmissor em um mesmo plano, ou seja, que a elevação de ambos é nula. Considera-se azimute como o ângulo formado entre uma direção de referência no plano horizontal e a projeção da direção de propagação do sinal incidente no mesmo plano. Já a elevação é o ângulo formado entre a direção de propagação do sinal incidente e a sua projeção no plano horizontal. Em situações reais, quando um sinal é transmitido, um grande número de ondas parciais chega ao receptor de diferentes direções, dando a sensação de que o campo tem uma origem “espalhada”. Nestes casos, o sistema de DF deve obter amostras temporais e espaciais da frente de onda do sinal e fornecer valores estimados para as direções mais prováveis do emissor (ROHDE & SCHWARZ, 2004). Uma vez determinado o azimute, a reta que liga a antena do sistema de DF ao emissor é chamada de linha de marcação (*line of bearing* - LOB), conforme mostrado na FIG. 2.1. Quando existem 3 ou mais sistemas de DF em localizações distintas, cada um possuirá a sua linha de marcação e, fazendo a interseção entre as mesmas, é possível determinar a provável localização do emissor, sendo tal técnica conhecida como triangulação. A precisão na

determinação da posição do emissor está diretamente relacionada com a precisão do sistema de DF utilizado e com a quantidade de linhas de marcação na interseção.



**FIG. 2.1** Ilustração dos ângulos de azimute ( $\alpha$ ) e de elevação ( $\epsilon$ ) (ROHDE & SCHWARZ, 2004)

Dentre as possíveis aplicações para sistemas de DF, pode-se destacar radar, guerra eletrônica, telefonia celular, controle de tráfego aéreo e radioastronomia. Genericamente, como exemplos de técnicas disponíveis, pode-se citar: monopulso por comparação de amplitude, monopulso por comparação de fase, interferometria, método da soma e diferença, matriz Butler, lentes de microondas e métodos de alta-resolução (como o MUSIC e o ESPRIT).

## 2.2 REQUISITOS DE SISTEMAS DE DF

Dependendo da aplicação de um sistema de DF, pode ser necessário o cumprimento de um número maior ou menor de requisitos para tornar o seu funcionamento estável e confiável. Em ambientes urbanos, o sistema deve ser imune a efeitos externos como propagação por multipercursos, ruído, interferência e reflexões. Em cenários de guerra eletrônica, deve haver uma preocupação com interferências, codificações e modulações indesejadas. Para grandes distâncias entre transmissor e receptor, deve-se ter uma boa sensibilidade. De forma geral, pode-se destacar os seguintes requisitos para os sistemas de DF (ROHDE & SCHWARZ, 2004):

- alta precisão, para a identificação do alvo com boa margem de segurança;
- alta sensibilidade, para detectar sinais com baixa amplitude;

- imunidade suficiente a grandes sinais, para não danificar componentes de circuito;
- imunidade à distorção do campo provocada por propagação por multipercursos, que pode alterar parâmetros do sinal como fase e amplitude;
- imunidade a erros de polarização, para as técnicas onde tal parâmetro é importante;
- resposta estável em caso de interferidores co-canal não-coerentes, o que é bastante comum em ambientes urbanos;
- funcionamento adequado com sinais incidentes de curta duração, para que o sinal incidente seja detectado;
- alta velocidade de varredura e alta probabilidade de interceptação, para DF com varredura.

### 2.3 TÉCNICAS DE DF CLÁSSICAS

Neste item são fornecidos detalhes sobre as técnicas de DF que não usam processamento digital de sinais e que determinam a direção de chegada de um sinal a partir de parâmetros como amplitude, fase e frequência. Nestas técnicas, os cálculos costumam ser simples e existem restrições que fazem com que as mesmas sejam impróprias para aplicações em ambientes mais complexos. Em alguns casos, uma combinação de técnicas é usada para tornar o resultado mais preciso.

Como o foco deste trabalho é na aplicação em sistemas de DF de comunicações, as técnicas de DF associadas a sistemas de radar não serão detalhadas. Porém, serão fornecidas algumas referências para as mesmas, a fim de proporcionar um estudo mais completo sobre os sistemas de DF. As seguintes técnicas são típicas de sistemas de radar: antena de varredura mecânica, monopulso e diferença do tempo de chegada.

Na técnica da antena de varredura mecânica, uma antena diretiva gira continuamente enquanto recebe pulsos, cujas amplitudes são registradas, normalmente em um display. A direção de chegada de tais pulsos é determinada quando um operador encontra um pico de



amplitude. FERREIRA FILHO (2000) fornece maiores detalhes sobre este método, inclusive sobre sua desvantagem de não proporcionar cobertura instantânea, sobre a necessidade de supressão dos lóbulos laterais do diagrama de radiação e sobre a baixa probabilidade de interceptação de sinal em algumas situações. LIPSKY (2004) trata o problema dos lóbulos laterais de uma forma mais completa, ilustrando como sinais de grande intensidade podem gerar problemas de interpretação na leitura do ângulo de chegada. Mostra ainda que o ganho da antena e sua largura de banda devem ser consistentes com a velocidade de rotação e a precisão desejada.

A técnica monopulso caracteriza-se pela determinação do ângulo de chegada de um sinal pulsado a partir da comparação de parâmetros de apenas um pulso recebido. Tais parâmetros podem ser amplitude, fase ou ambos. Uma vantagem desta técnica é que, sendo o erro angular obtido com apenas um pulso, as flutuações no sinal não têm um efeito significativo na precisão da medida do ângulo de chegada. Dependendo do parâmetro escolhido para determinar o ângulo de chegada do sinal, deve-se utilizar uma configuração específica de antenas e um circuito apropriado. DA SILVA (1990) mostra tais configurações de antenas e os diagramas de radiação típicos das mesmas. Além disso, mostra os vários diagramas de blocos típicos de sistemas monopulso, explicando como cada componente do sistema trata o sinal de entrada até a determinação do ângulo de chegada do mesmo.

Apesar da teoria sobre monopulso geralmente mostrar a necessidade de um par de antenas para a comparação de fase ou de amplitude, na prática, o sistema pode ser implementado de uma forma diferente. BARTON (1977), BULLOCK et al (1971) e SKOLNIK (2008) apresentam aplicações da técnica monopulso utilizando uma antena de abertura com vários alimentadores. Os dois últimos determinaram o ângulo de chegada de azimute e de elevação do sinal incidente.

Dentre os problemas existentes em sistemas monopulso, destaca-se o que ocorre na técnica por comparação de fase. Trata-se da ambigüidade na determinação do ângulo de chegada decorrente de um espaçamento grande entre as antenas do conjunto receptor em relação ao comprimento de onda do sinal incidente. A solução mais comum para tal problema é a utilização de um número maior de antenas no conjunto, conforme abordado nas referências citadas.

Na técnica da diferença do tempo de chegada, o ângulo de chegada é determinado através da relação do tempo de chegada de um sinal pulsado nas antenas do receptor. Neste caso, é necessário que seja possível realizar a medida do tempo de chegada com alta precisão. Este procedimento é bem semelhante ao de comparação de fase. Devido à alta velocidade de propagação do sinal eletromagnético, quanto maior a distância entre as antenas, mais precisa é a medida, já que é difícil medir intervalos de tempo muito pequenos. Porém, costuma ser difícil atingir boa precisão com esta técnica, de modo que a mesma não é muito utilizada na prática. FERREIRA FILHO (2000) fornece maiores detalhes sobre esta técnica.

Para definir quais são as técnicas de DF aplicáveis a sistemas de comunicações, faz-se necessário entender o que é um sinal de comunicação. De acordo com CARLSON et al. (2002), um sistema de comunicações pode transmitir dois tipos de sinais fundamentais: analógico e digital. O sinal analógico é caracterizado por uma forma de onda variante com o tempo, geralmente de forma contínua e suave. O sinal digital caracteriza-se por uma seqüência ordenada de símbolos extraídos de um conjunto finito de elementos discretos. Ambos os tipos de sinais costumam sofrer processos de modulação e, dependendo do cenário, podem ter seus parâmetros alterados por ruídos, efeitos externos e sinais interferentes.

Portanto, um sistema de DF de comunicações deve ser capaz de detectar e processar sinais analógicos ou digitais, extraíndo a informação do ângulo de chegada de um ou vários de seus parâmetros em ambientes complexos. Tais parâmetros podem ser amplitude, fase, frequência, polarização ou uma combinação dos mesmos. O parâmetro do sinal que costuma ser mais utilizado em aplicações de comunicações é a fase. Pode-se citar, como técnicas de DF que utilizam tal parâmetro, a interferometria, a matriz Butler e as lentes de microondas.

No caso da interferometria e da matriz Butler, não foram encontradas referências que considerassem múltiplos sinais incidentes simultaneamente no conjunto de antenas do receptor. Portanto, tais técnicas devem ser associadas a técnicas de processamento digital de sinais em ambientes mais complexos. Já no caso das lentes de microondas, é possível determinar o ângulo de chegada de sinais incidentes simultâneos, dependendo das características da lente, conforme discutido no item 2.3.6.

Recentemente, as técnicas mais estudadas em ambientes complexos, com múltiplos sinais e efeitos externos, são aquelas que utilizam algoritmos de alta-resolução, como o MUSIC e o ESPRIT. No item 2.4.3, são mostrados maiores detalhes e referências para o algoritmo MUSIC, por ser o mais encontrado e difundido na literatura.

### 2.3.1 PRINCÍPIO WATSON-WATT

Na técnica de Watson-Watt, geralmente usa-se um conjunto circular de dipolos de raio  $R$ , sendo os mesmos espaçados de  $90^\circ$ , conforme mostrado na FIG. 2.2. Cada antena do conjunto é referenciada a uma direção (Norte, Sul, Leste e Oeste). Além dos sinais obtidos nas saídas das antenas, costuma ser necessário um sinal de referência, que pode ser gerado a partir da combinação de fase entre os quatro sinais das antenas do conjunto ou pode ser obtido através de uma antena de referência em separado.

O objetivo deste método é determinar o ângulo de chegada de um sinal a partir das diferenças entre os sinais recebidos nas antenas Norte e Sul ( $s_{NS}(t)$ ) e entre os sinais recebidos nas antenas Leste e Oeste ( $s_{EW}(t)$ ).

Considerando um sinal incidente no conjunto de antenas mostrado na FIG. 2.2, os sinais diferença entre as antenas Norte e Sul e entre as antenas Leste e Oeste são dados respectivamente por:

$$s_{NS}(t) = s_N(t) - s_S(t) = s(t) \cdot \cos(\varepsilon) \left[ e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\varepsilon) \cdot \cos(\alpha)} - e^{-j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\varepsilon) \cdot \cos(\alpha)} \right] = s(t) \cdot \cos(\varepsilon) \left[ j \cdot 2 \operatorname{sen} \left( \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\varepsilon) \cdot \cos(\alpha) \right) \right] \quad (2.1)$$

$$s_{EW}(t) = s_E(t) - s_W(t) = s(t) \cdot \cos(\varepsilon) \left[ e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\varepsilon) \cdot \operatorname{sen}(\alpha)} - e^{-j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\varepsilon) \cdot \operatorname{sen}(\alpha)} \right] = s(t) \cdot \cos(\varepsilon) \left[ j \cdot 2 \operatorname{sen} \left( \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\varepsilon) \cdot \operatorname{sen}(\alpha) \right) \right] \quad (2.2)$$

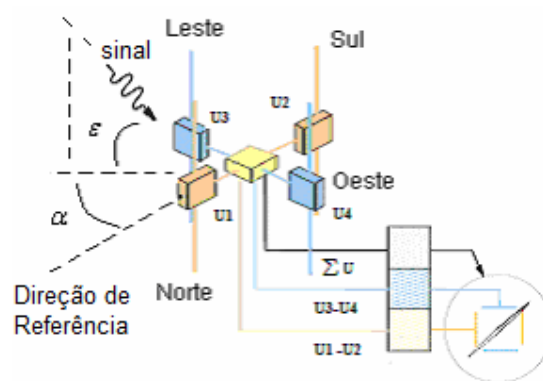
onde  $R$  é o raio do conjunto de antenas.

A razão entre as amplitudes destes dois sinais é dada pela EQ (2.3):

$$\frac{s_{EW}(t)}{s_{NS}(t)} = \frac{-\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \varepsilon \operatorname{sen} \alpha\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \varepsilon \cos \alpha\right)} \quad (2.3)$$

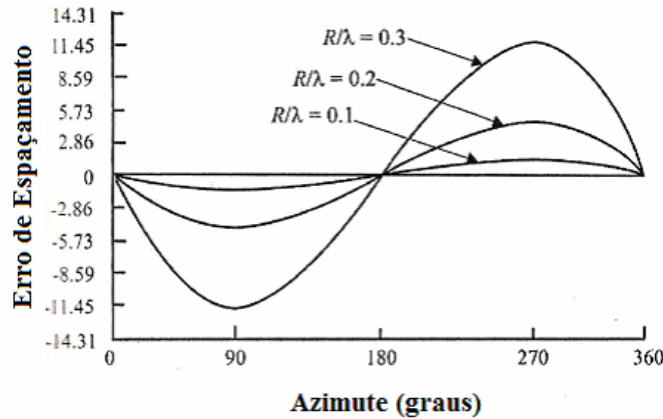
O princípio Watson-Watt é baseado na aproximação do ângulo de chegada pelo arco-tangente desta razão, ou seja, assume-se que os argumentos  $\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \varepsilon \operatorname{sen} \alpha$  e  $\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \varepsilon \cos \alpha$  são muito pequenos, de modo que as funções seno podem ser aproximadas pelos seus argumentos. Com isso, o azimute é determinado a partir da EQ (2.4):

$$\alpha \cong -\tan^{-1} \frac{s_{EW}(t)}{s_{NS}(t)} \quad (2.4)$$



**FIG. 2.2** Cenário para a aplicação do Princípio Watson-Watt utilizando dipolos (ROHDE & SCHWARZ, 2004)

A partir da condição assumida para a validade do princípio Watson-Watt, percebe-se que só há precisão no resultado para razões  $\frac{R}{\lambda}$  bem pequenas. O erro apresentado pelo resultado do ângulo de chegada, conforme tal razão aumenta, em relação ao resultado esperado é chamado de erro de espaçamento. O comportamento deste erro pode ser visto na FIG. 2.3 e, por ser causado pelas características do sistema e estar presente o tempo todo, tal erro pode ser removido por calibração em muitos casos.

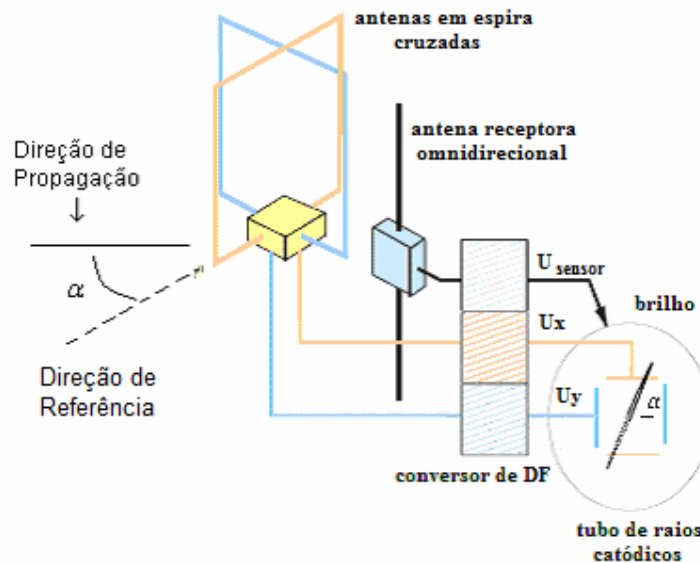


**FIG. 2.3 Erro de Espaçamento (em graus) em função do azimute e do espaçamento entre as antenas (POISEL, 2002)**

Pode-se, ainda, utilizar antenas em formato de espira arranjadas ortogonalmente no lugar do conjunto de dipolos, como mostrado na FIG. 2.4, já que, segundo (ROHDE & SCHWARZ, 2004), as primeiras são capazes de detectar sinais de duração menor, possuem implementação mais simples e requerem menos espaço. Já o conjunto de dipolos melhora as tolerâncias de erro e proporciona a implementação de aberturas mais largas para evitar erros em caso de recepção multipercurso.

Conforme mostrado na FIG. 2.2 e na FIG. 2.4, aplicando os sinais diferença Norte-Sul e Leste-Oeste nos defletores de um tubo de raios catódicos, é possível identificar o ângulo de chegada do sinal a partir da inclinação da figura de Lissajous que forma-se no caso ideal (ROHDE & SCHWARZ, 2004).

Segundo POISEL (2002), uma das vantagens desta técnica é que a detecção do sinal pode ser instantânea, característica importante na localização de sinais de curta duração. Porém, para ser instantânea, são necessários três canais receptores ou um canal receptor com a rotação eletrônica do diagrama do conjunto. Neste último caso, a rotação eletrônica simula o efeito da cobertura instantânea devido à alta velocidade de rotação.



**FIG. 2.4** Cenário para a aplicação do Princípio Watson-Watt utilizando antenas em forma de espira ortogonais (ROHDE & SCHWARZ, 2004)

Como exemplo de aplicação desta técnica, BAILEY e MCCLURE (1963) analisaram um conjunto de 2 antenas isotrópicas, simétricas em relação à origem de uma referência em comum e com uma distância  $D$  entre as mesmas. Nesta análise, foram determinadas a soma e a diferença das tensões nos terminais das antenas, sendo a tensão diferença defasada de  $90^\circ$  aplicada às placas verticais de um osciloscópio e a tensão soma aplicada às placas horizontais. Com isso, verificaram que é possível determinar o ângulo de chegada a partir da inclinação da linha que se forma no display do osciloscópio.

### 2.3.2 INTERFEROMETRIA COMUM

A interferometria é uma técnica de DF que utiliza a diferença de fase medida entre as antenas de um conjunto para extrair a informação do ângulo de chegada de um sinal. Segundo POISEL (2002), utilizar diferença de fase ou de tempo para determinar o ângulo de chegada é quase que equivalente. Neste trabalho foi utilizada a diferença de fase para tal propósito, principalmente porque, em geral, é mais fácil medir diferença de fase entre sinais do que diferença de tempo de chegada. Isto se deve ao fato de que tais intervalos de tempo costumam ser muito pequenos devido à alta velocidade de propagação do sinal.

Os equipamentos que aplicam esta técnica são chamados de “interferômetros” e estes necessitam sempre de um conjunto de antenas para proporcionar comparações de fase para a determinação precisa do ângulo de chegada. Quando apenas duas antenas são utilizadas no conjunto, o interferômetro possui apenas uma linha-base (linha-base única), ou seja, uma linha de referência para a direção do sinal incidente. Com isso, há uma ambiguidade de 180° no resultado do ângulo de chegada, já que não é possível saber por qual hemisfério o sinal incidiu. Para resolver este problema, costuma-se utilizar uma antena de referência, para comparação de amplitude ou de fase. Outra solução é utilizar um número maior de antenas no conjunto, a fim de eliminar a ambiguidade pela combinação entre as fases de todas as antenas.

Os interferômetros também costumam ser classificados de acordo com a geometria do seu conjunto de antenas. Em um interferômetro linear, os elementos localizam-se sobre uma linha reta, geralmente com diferentes espaçamentos, a fim de obter relações de tempo de chegada que possam ser convertidas em diferenças de fase mensuráveis para a determinação do ângulo de chegada. Já no caso de um interferômetro circular, os elementos do conjunto são distribuídos sobre uma circunferência e, geralmente, são espaçados igualmente entre si, formando setores idênticos, proporcionando cobertura de 360°.

Considerando, inicialmente, um conjunto de apenas 2 antenas, conforme mostrado na FIG. 2.5, a distância percorrida pela frente de onda do sinal incidente, entre as duas antenas, é dada por:

$$\Delta S = D \cdot \text{sen} \alpha \quad (2.5)$$

Como a diferença de fase sofrida por um sinal, ao percorrer uma distância  $\Delta S$ , é dada por  $\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta S$ , obtém-se a seguinte relação entre o ângulo de chegada e a diferença de fase do sinal entre as antenas do conjunto:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} D \cdot \text{sen} \alpha \quad \Rightarrow \quad \alpha = \arcsen \left( \frac{\Delta \varphi \cdot \lambda}{2\pi D} \right) + 2\pi K \quad (2.6)$$

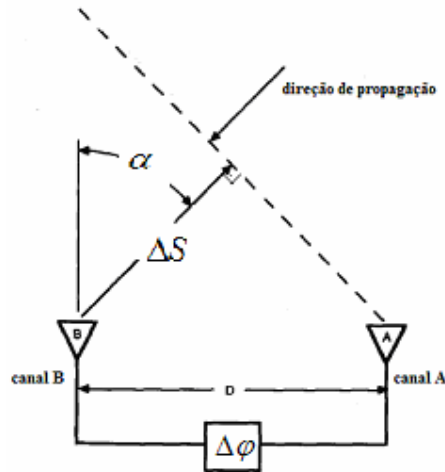


FIG. 2.5 Vista de cima da frente da onda incidente em um par de antenas (MUSSELMAN e NORGDARD, 1992)

Como os detectores de fase registram diferenças de fase entre  $-\pi$  e  $\pi$ , para garantir que não haja ambiguidade no resultado do ângulo de chegada, a distância entre as antenas do conjunto não deve ser maior que  $\lambda/2$ , conforme o seguinte desenvolvimento:

$$|\Delta\varphi| < \pi \Rightarrow \left| \frac{2\pi}{\lambda} D \cdot \text{sen}\alpha \right| < \pi \Rightarrow |D \cdot \text{sen}\alpha| < \frac{\lambda}{2} \Rightarrow D < \frac{\lambda}{2} \quad (2.7)$$

A fim de proporcionar uma alternativa para a solução de ambiguidades, EGGERT et al (1987) utilizaram um conjunto de 4 antenas no interferômetro com uma disposição geométrica peculiar, que eliminava a possibilidade da ocorrência de ambiguidades. Em seu interferômetro, 3 antenas são localizadas em dois eixos ortogonais e a quarta antena é posicionada em um terceiro eixo que é assimétrico e não-ortogonal aos dois primeiros. Outra vantagem deste interferômetro é a sua independência com relação ao comprimento de onda do sinal incidente, que costuma ser crítico em configurações de interferômetro mais tradicionais. Para cumprir tal objetivo, EGGERT et al (1987) representam as possíveis direções ambíguas com planos que cortam o feixe principal das antenas. A partir de tais planos, busca-se eliminar as ambiguidades encontrando uma configuração tridimensional onde tais planos possuam interseção em apenas um ponto. Desta forma, como há um conjunto de planos para cada dimensão, a interseção dos mesmos pode resultar em um ponto dependendo da disposição das antenas no espaço.



Uma outra abordagem para o cálculo do ângulo de chegada em um conjunto de antenas é dada por POISEL (2002). Nesta abordagem, estabelece-se que, para um interferômetro de 4 elementos, os sinais nos elementos do conjunto e as fases dos mesmos são dados, respectivamente, pelas EQ (2.8) e (2.9), onde  $s(t)$  é o sinal incidente,  $N_c$  é o número de elementos do conjunto e  $i$  é o índice do elemento do conjunto ( $i = 0, 1, 2, 3$ ).

$$s_i(t) = s(t) \cdot e^{j \frac{2\pi R}{\lambda} \cos\left(\frac{-2\pi i}{N_c} + \alpha\right)} \quad (2.8)$$

$$\varphi_i = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos\left(\frac{-2\pi i}{N_c} + \alpha\right) \quad (2.9)$$

A partir destas expressões, o ângulo de chegada do sinal incidente é calculado por POISEL (2002) da seguinte maneira:

$$\frac{\varphi_{1c}}{\varphi_{0c}} = \frac{\frac{2\pi R}{\lambda} \sin \alpha}{\frac{2\pi R}{\lambda} \cos \alpha} \Rightarrow \alpha = \arctan\left(\frac{\varphi_{1c}}{\varphi_{0c}}\right) \quad (2.10)$$

onde  $\varphi_{ic}$  é a diferença de fase entre a antena  $i$  e a antena de referência no centro do conjunto.

Neste caso, ainda há a preocupação com o problema da ambiguidade para  $R > \frac{\lambda}{2}$ .

KAWASE (2007) aponta os seguintes problemas práticos com interferômetros: erros de fase nos cabos devido a diferenças de temperatura nos mesmos e ambiguidades que podem exigir um número grande de antenas para serem resolvidas, o que aumenta a complexidade e o custo do interferômetro.

Como exemplo de aplicação da interferometria, LIM et al (2004) a utilizam para melhorar a precisão que era encontrada nos sistemas de DF que utilizavam comparação de amplitude. Até então, tal precisão costumava estar entre  $5^\circ$  e  $10^\circ$ , pois, apesar destes valores melhorarem com o emprego de conjuntos múltiplos de antenas, existe um limite para a precisão encontrada devido às grandes dimensões alcançadas por tais conjuntos em baixas frequências. O método proposto determina o azimute de um sinal com erro RMS de  $0,7^\circ$  na

faixa de 0,5 a 2,0 GHz. É utilizada a comparação de fase e de amplitude simultaneamente em um mesmo interferômetro com conjunto circular, a fim de tornar mais simples a solução das ambiguidades. Para determinar o valor correto do ângulo de chegada ( $\alpha$ ), é feita uma comparação entre os resultados encontrados na comparação de fase ( $\alpha_k$ ) e na comparação de amplitude ( $\alpha_{amp}$ ) da seguinte maneira:

$$\alpha = \alpha_k = \arcsen\left(\frac{\Delta\varphi + 2\pi \cdot k}{D \cdot 2\pi/\lambda}\right) \text{ se } \frac{\alpha_{k-1} + \alpha_k}{2} < \alpha_{amp} < \frac{\alpha_k + \alpha_{k+1}}{2} \quad (2.11)$$

onde  $k$  é o índice do valor ambíguo.

Conforme discussão anterior, existe uma dependência com a frequência para que o interferômetro não apresente ambiguidades. Aumentando a frequência, o comprimento de onda diminui e a relação  $D < \frac{\lambda}{2}$  começa a perder a validade. MUSSELMAN e NORGARD (1992) minimizaram esta dependência com o projeto e a fabricação de um interferômetro com um conjunto de antenas de 2 elementos log-periódicos, obtendo resultados satisfatórios em uma faixa de três oitavas.

### 2.3.2.1 LINHA-BASE ÚNICA

Na interferometria com linha-base única, existe apenas um par de antenas recebendo a frente de onda do sinal, que incide formando um ângulo  $\alpha$  com a linha-base, conforme a FIG. 2.6.

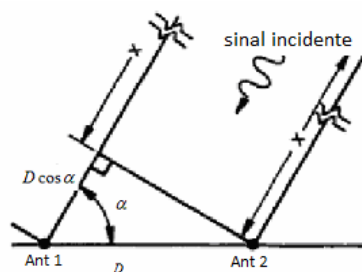


FIG. 2.6 Visualização da diferença de percurso de uma onda incidente em um conjunto (LIPSKY, 2004)

Na abordagem a seguir, desenvolvida por LIPSKY (2004), utiliza-se uma referência para o ângulo de chegada cuja diferença de fase entre os sinais nas antenas do conjunto é relacionada ao cosseno do ângulo de chegada. Portanto, neste caso, a equação base para a interferometria é dada por:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} D \cos \alpha \quad (2.12)$$

Manipulando a EQ (2.12), obtém-se as seguintes equações:

$$\cos \alpha = \frac{30 \cdot \Delta\varphi_{rad}}{2\pi \cdot D_{cm} \cdot f_{GHz}} \quad (2.13)$$

$$\cos \alpha = \frac{\Delta\varphi_{graus}}{12 \cdot D_{cm} \cdot f_{GHz}} \quad (2.14)$$

Como no caso geral a distância entre as antenas pode equivaler a vários comprimentos de onda, dependendo da frequência do sinal incidente, é possível que sejam medidos valores de diferenças de fase entre as antenas maiores que múltiplos de  $360^\circ$ . Neste caso, as EQ (2.13) e (2.14) assumem o seguinte formato:

$$\cos \alpha = \frac{30 \cdot (\Delta\varphi_{rad} + 2\pi K)}{2\pi \cdot D_{cm} \cdot f_{GHz}} \quad (\Delta\varphi \leq 2\pi), K \in Z_+ \quad (2.15)$$

$$\cos \alpha = \frac{\Delta\varphi_{graus} + 360K}{12 \cdot D_{cm} \cdot f_{GHz}} \quad (\Delta\varphi \leq 360^\circ), K \in Z_+ \quad (2.16)$$

Vale ressaltar que as EQ (2.15) e (2.16) representam ângulos entre 0 e  $\pi$ . Caso o ângulo de incidência da onda plana seja maior que  $\pi$ , o mesmo poderá ser determinado a partir da EQ (2.17), caso a diferença de fase entre as antenas seja expressa em graus.

$$\cos \alpha = \frac{\Delta\varphi_{graus} - 360 \cdot (K + 1)}{12 \cdot D_{cm} \cdot f_{GHz}} \quad (\Delta\varphi \leq 360^\circ), K \in Z_+ \quad (2.17)$$

Como é possível determinar um valor para o ângulo de chegada para cada valor de  $K$  possível ( $\cos \alpha \leq 1$ ), existirão ambiguidades no resultado que deverão ser eliminadas. Neste contexto, pode-se limitar a banda do sinal, a fim de eliminar as frequências associadas a

comprimentos de onda menores que o dobro da distância entre as antenas, já que o maior espaçamento entre as antenas sem causar ambiguidades é  $\lambda/2$ , conforme discutido anteriormente. LIPSKY (2004) conclui que um interferômetro com duas antenas possui uma largura de banda limitada, já que, aumentando a largura de banda, mais ambiguidades aparecem nas respostas de DF, à medida que vários valores de  $K$  serão possíveis nas EQ (2.15) e (2.16), sendo impossível determinar o seu valor correto.

A partir da EQ (2.16), obtém-se a faixa de valores possíveis para  $K$  da seguinte maneira:

$$\cos \alpha = \frac{\Delta\varphi + 360K}{12D_{cm}f_{GHz}} \leq 1 \quad \Rightarrow \quad \Delta\varphi + 360K \leq 12D_{cm}f_{GHz} \quad \Rightarrow \quad K \leq \frac{fD}{30} - \frac{\Delta\varphi}{360}$$

Como  $0 \leq \Delta\varphi \leq 360$ :  $0 \leq \frac{\Delta\varphi}{360} \leq 1$ , então  $K < \frac{fD}{30}$ ,  $K \in Z_+$ .

Partindo da EQ (2.15), é possível relacionar o número de ambiguidades com o ângulo de chegada para diferentes espaçamentos entre as antenas. Tal relação é descrita na EQ (2.18), sendo representada graficamente na FIG. 2.7.

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} + K = \frac{D}{\lambda} \cos \alpha \tag{2.18}$$

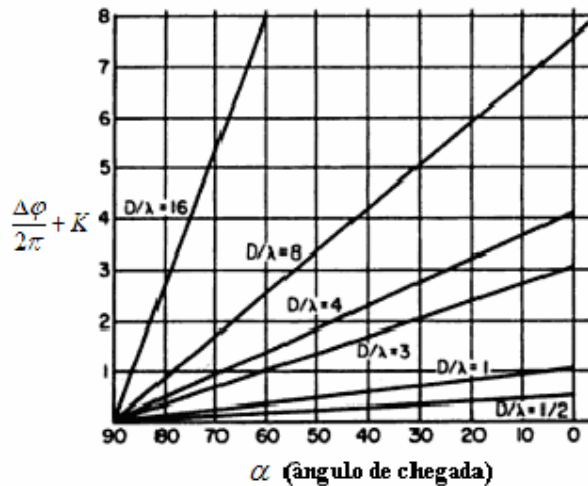


FIG. 2.7 Relação entre o número de ambiguidades e o ângulo de chegada com a variação da razão  $\frac{D}{\lambda}$  (LIPSKY, 2004)

Conforme pode ser identificado na FIG. 2.7, é possível alcançar resoluções muito altas (altas variações de fase para pequenas mudanças no ângulo de chegada) pela escolha de grandes razões  $D/\lambda$ , com o preço de resolver o problema da ambiguidade que acarretará, já que quanto maior a distância entre as antenas, maior o valor de  $K$  (número de ambiguidades). Para resolver tais ambiguidades sobre uma faixa de frequência limitada, pode-se utilizar uma linha-base múltipla, como descrito a seguir.

### 2.3.2.2 LINHA-BASE MÚLTIPLA

De acordo com LIPSKY (2004), sistemas de DF passivos costumam ter como requisito uma larga cobertura em frequência. Para cumprir esta exigência, é necessário utilizar mais de um conjunto de antenas e mais de uma linha-base fixa, já que não existe uma única solução para o ângulo de chegada com apenas uma linha-base para faixas largas de frequências. Este tipo de interferômetro é chamado de “linha-base múltipla” e, geralmente, consiste de uma antena de referência envolvida por duas ou mais antenas a diferentes distâncias sobre uma mesma reta. Relacionando as linhas-base de uma forma conhecida ou utilizando a frequência de RF conhecida no processamento, é possível resolver as ambiguidades de DF.

As ambiguidades geradas nos resultados de ângulos de chegada, considerando uma linha-base única, podem ser resolvidas inserindo outras antenas no conjunto com espaçamento menor (outras linhas-base), conforme mostrado na FIG. 2.8. Os pares de antenas com espaçamentos maiores fornecem a medida angular fina, pois proporcionam uma maior diferença de fase por grau, e os pares com espaçamentos menores fornecem o número mais significativo para a medida (sem ambiguidade), pois, neste último caso, a distância entre as antenas será menor que  $\lambda/2$ .

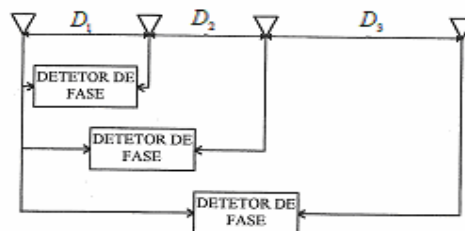
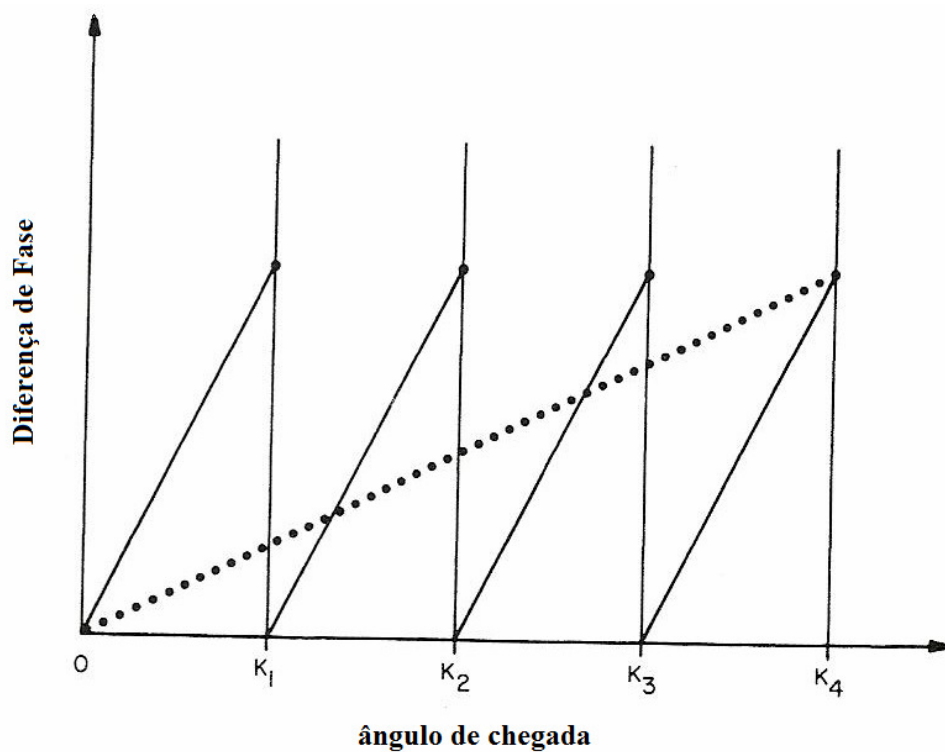


FIG. 2.8 Representação de uma linha-base múltipla (FERREIRA FILHO, 2000)

A FIG. 2.9 representa dois casos de forma de onda relativa à diferença de fase entre um par de antenas do interferômetro, sendo a linha contínua referente a um par com distância suficiente entre as antenas para gerar 4 ambiguidades e a linha pontilhada referente a um par cuja distância entre as antenas é menor que  $\lambda/2$ . Portanto, é possível entender que, utilizando o interferômetro com linha-base múltipla, o valor sem ambiguidade do azimuth deve ser determinado a partir do par de antenas com menor espaçamento e a medida fina deve ser obtida do par com maior espaçamento, já que este último proporciona uma melhor resolução (maior variação de fase com o ângulo de chegada).



**FIG. 2.9** Diferenças de fase entre 2 antenas formando um par ambíguo (linha-cheia) e formando um par sem ambigüidade (linha pontilhada) (LIPSKY, 2004)

### 2.3.3 INTERFEROMETRIA CORRELATIVA

O princípio básico do interferômetro correlativo emprega uma comparação entre as diferenças de fase medidas e aquelas obtidas por um sistema de antenas de DF de

configuração conhecida em um dado ângulo (ROHDE & SCHWARZ, 2004). A comparação é feita a partir da correlação entre os dois conjuntos de dados. Para cada valor de azimuth existe um conjunto de diferenças de fase associadas representadas por um vetor conhecido. O conjunto de diferenças de fase medidas entre as antenas também é representado por um vetor. Obtém-se o ângulo desejado quando o valor da correlação entre o vetor dos dados medidos e o vetor dos dados conhecidos (calculados) torna-se máximo. Tal procedimento é ilustrado na FIG. 2.10, para o caso de um conjunto de antenas de 5 elementos, onde a matriz 5 x 1 superior contém as diferenças de fase medidas e a matriz inferior contém os valores calculados para cada direção de incidência.

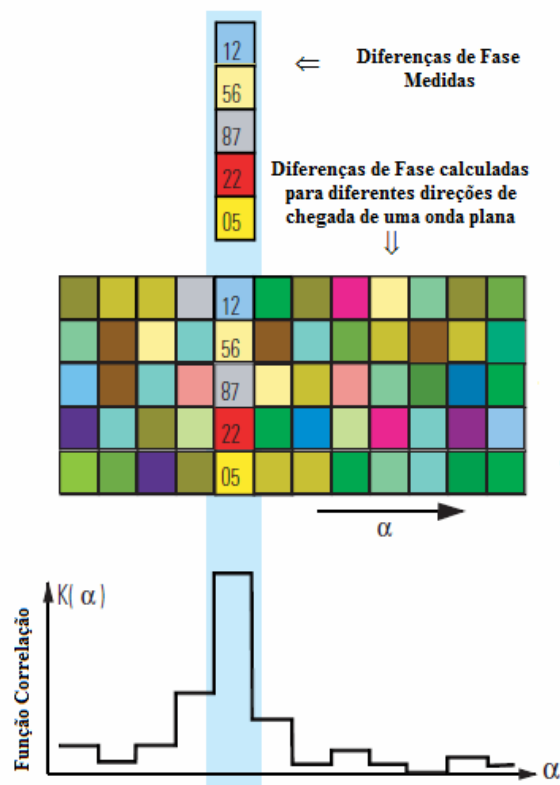


FIG. 2.10 Determinação do ângulo de chegada a partir da correlação entre as diferenças de fase medidas e calculadas (ROHDE & SCHWARZ, 2004)

Este método depende do cálculo prévio e do armazenamento de todas as diferenças de fase associadas aos elementos do conjunto para uma frente de onda incidente conhecida para vários azimutes. A capacidade de armazenamento e de processamento que deve ser atendida pelo sistema tem relação direta com a resolução desejada para os resultados e com a quantidade de antenas do conjunto. Quanto maior for o número de azimutes com dados

conhecidos e quanto maior for o número de antenas do conjunto, maior deve ser a capacidade de armazenamento e de processamento do sistema.

PARK e KIM (2006) descrevem dois algoritmos de interferometria correlativa, inclusive com uma análise comparativa de desempenho. Segundo estes autores, o interferômetro correlativo pode resolver alguns problemas do interferômetro convencional, proporcionando a capacidade de operar em ambientes complexos, em banda-larga e com sinais ágeis em frequência. Outro exemplo de aplicação é dado por STRUCKMAN (2008), que descreve um algoritmo de interferometria correlativa adequado para operar em cenários com sinais interferentes co-canais desconhecidos. Isto significa que não há necessidade de conhecimento de qualquer característica do sinal recebido para a estimação do ângulo de chegada.

### 2.3.4 ANÁLISE DA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DOPPLER

O efeito Doppler pode ser usado na determinação do ângulo de chegada ao se supor uma antena movendo-se em uma direção  $x$  com velocidade  $v$ . Considerando a FIG. 2.11 onde uma antena de um receptor está separada de uma distância  $L$  do emissor, sendo esta distância expressa em termos do número de comprimentos de onda ( $L/\lambda \Rightarrow$  número de comprimentos de onda entre a antena e o emissor), a excursão angular do sinal do emissor até a antena receptora é dada por:

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} L \quad (2.19)$$

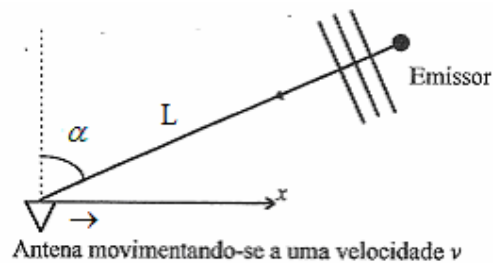


FIG. 2.11 Movimento relativo entre o sinal e a antena em sistemas DF Doppler (FERREIRA FILHO, 2000)



Segundo FERREIRA FILHO (2000), sendo  $\omega_d$  a frequência angular Doppler, definida como a variação de  $\psi$  no tempo ao longo da direção de deslocamento da antena, tem-se que:

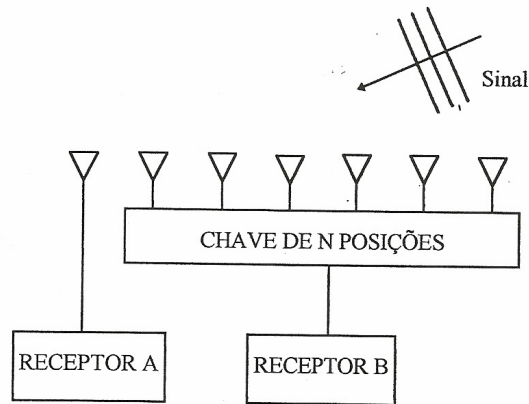
$$\omega_d = \frac{d\psi}{dt} = 2\pi \cdot \frac{f_0 \cdot v_D}{c} \quad \text{e} \quad f_d = \frac{f_0 v}{c} \sin\alpha \quad (2.20)$$

onde,  $v_D$  é a velocidade relativa de deslocamento da antena,  $v$  é a velocidade de deslocamento da antena na direção  $x$ ,  $f_0$  é a frequência do emissor e  $c$  é a velocidade da luz.

Portanto, é possível determinar o ângulo de chegada do sinal caso sejam conhecidos três parâmetros: frequência recebida pela antena parada, frequência recebida pela antena em movimento e velocidade de translação da antena

Para determinar tais parâmetros, mede-se a frequência do sinal recebido em uma antena estática e é feita a mesma medida com o sinal de um segundo receptor ligado a uma antena em movimento com velocidade constante e conhecida. O receptor ligado à antena móvel mede a frequência do sinal modificada pelo efeito Doppler ( $f_0 \pm f_d$ ) e o outro receptor ligado a uma antena fixa mede a frequência do sinal original  $f_0$ . Com isso, se a velocidade  $v$  é conhecida, a informação do ângulo de chegada pode ser obtida pela EQ (2.20).

Observa-se que, nas medidas de frequência,  $f_d$  só será significativo com um movimento rápido da antena, pois na equação seu valor depende diretamente de  $v$ , o que é fisicamente impraticável. Porém, este movimento pode ser simulado através do chaveamento rápido de um conjunto de antenas no receptor. Na FIG. 2.12, o receptor A é conectado a uma antena fixa, enquanto o receptor B fica chaveando da antena 1 à  $N$  sequencialmente, com o auxílio de uma chave de resposta rápida, com a finalidade de simular um movimento linear. Logo, a diferença entre as frequências medidas nos dois receptores é utilizada para determinar a informação do ângulo de chegada.



**FIG. 2.12 Simulação do movimento linear da antena com chaveamento automático (FERREIRA FILHO, 2000)**

### 2.3.5 MATRIZ BUTLER

Um conjunto linear de antenas com distribuição uniforme e diferença de fase constante entre os elementos pode ser alimentado segundo uma técnica que, para facilitar o entendimento, é descrita sob o ponto de vista de um sistema de transmissão. Esta técnica consiste de uma rede de  $N$  portas de entrada e um igual número de portas de saída ligadas aos elementos de radiação. Um sinal introduzido em uma entrada produz excitações de igual amplitude em todas as saídas, mas com uma diferença de fase constante entre elas. Se conectadas a antenas em um conjunto, por exemplo, estas saídas resultam na radiação em uma certa direção no espaço. Seguindo este raciocínio, um sinal introduzido em outra entrada resulta na radiação em outra direção no espaço. Esta rede formadora de feixe, como pode ser chamada, foi inicialmente desenvolvida por J. L. Butler em 1960 e foi descrita por matrizes. Por isso, esta técnica é referenciada como matriz Butler.

LIPSKY (2004) exemplifica uma matriz Butler para um conjunto linear de 8 antenas, conforme mostrado na FIG. 2.13, sendo constituída de 12 híbridas de  $90^\circ$  e 8 defasadores. Os feixes resultantes estão identificados e relacionados com as entradas na FIG. 2.14. Segundo FERREIRA FILHO (2000), considerando que a matriz Butler tem aplicação em banda larga, a direção relativa dos oito feixes não varia com a frequência, mas nas frequências mais altas os feixes tomam-se mais estreitos.

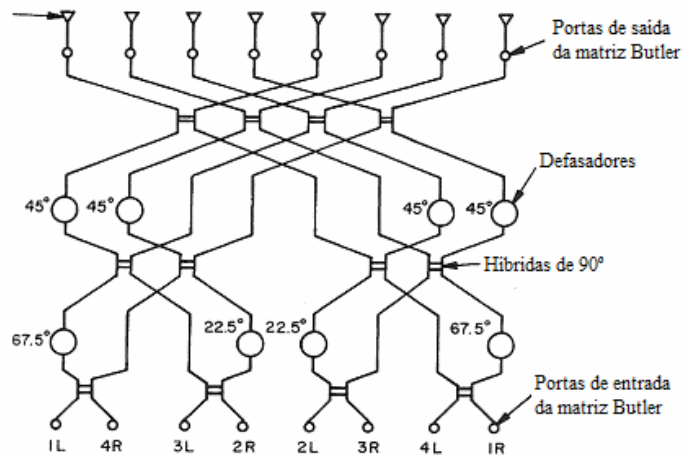


FIG. 2.13 Matriz Butler de 8 elementos (LIPSKY, 2004)

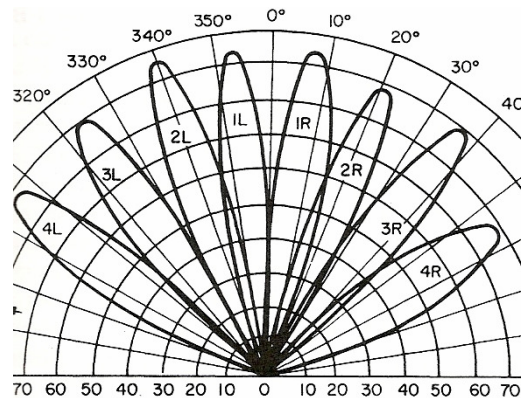


FIG. 2.14 Feixes associados a cada elemento da matriz Butler (LIPSKY, 2004)

Como para um sistema de recepção para medida do ângulo de chegada existe a necessidade de cobertura em azimute de  $360^\circ$ , a idéia de um conjunto circular de antenas parece aceitável. Portanto, um conjunto circular de antenas operando com uma matriz Butler pode ser usado em um sistema de DF para obter tal cobertura. Para o entendimento desta técnica, é utilizado um conjunto circular de 4 antenas, ilustrado na FIG. 2.15. Na matriz Butler, a porta de saída  $n = 0$  é o sinal de referência, pois independente de qual antena receba um sinal, ele chega nesta porta com a mesma fase. As outras saídas da matriz Butler apresentam deslocamentos de fase do sinal de acordo com a antena de recepção, como descrito pela TAB. 2.1.

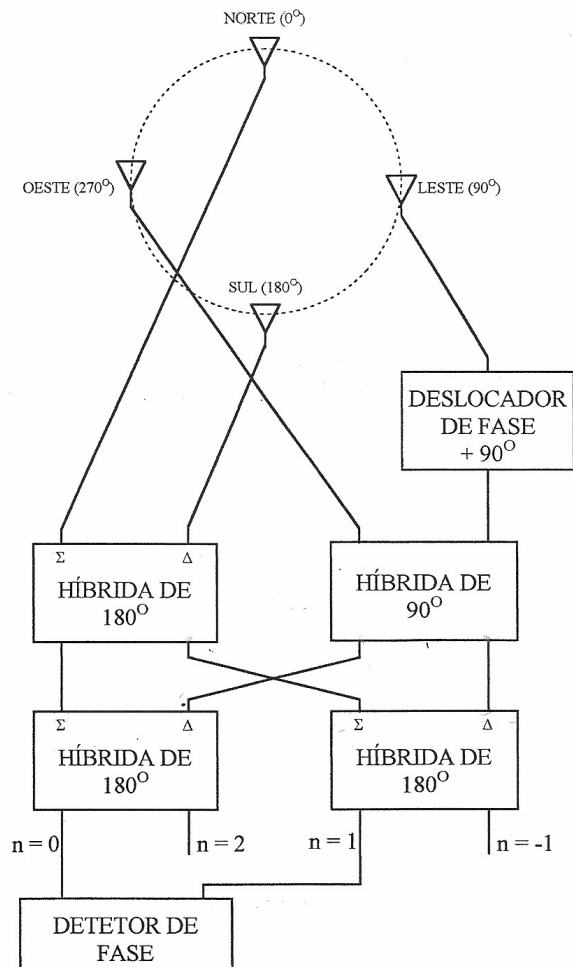


FIG. 2.15 Matriz Butler com conjunto circular de 4 elementos (FERREIRA FILHO, 2000)

TAB. 2.1 - Deslocamentos de fase associados a cada porta da matriz Butler da FIG. 2.15 (FERREIRA FILHO, 2000)

| Antena | Deslocamento de fase |       |       |        |
|--------|----------------------|-------|-------|--------|
|        | n = 0                | n = 1 | n = 2 | n = -1 |
| Norte  | 0°                   | 0°    | 0°    | 0°     |
| Leste  | 0°                   | 90°   | 180°  | -90°   |
| Sul    | 0°                   | 180°  | 0°    | 180°   |
| Oeste  | 0°                   | -90°  | 180°  | 90°    |

Observa-se na TAB. 2.1 que a diferença de fase entre as portas  $n = 0$  e  $n = 1$  é igual ao ângulo espacial de localização da antena no conjunto circular. Com isso, pela medida da

diferença de fase entre as portas  $n = 0$  e  $n = 1$ , o ângulo de chegada é obtido. Supondo-se um sinal chegando com um ângulo de  $45^\circ$ , as antenas de norte e leste têm sinais iguais e uma diferença de fase de  $45^\circ$  entre as saídas, isto porque, na porta  $n = 1$ , os sinais iguais teriam, separadamente, um deslocamento de fase de  $0^\circ$  e  $90^\circ$  produzindo, assim, um deslocamento resultante de  $45^\circ$ . Este raciocínio é entendido melhor imaginando a soma vetorial entre dois fasores de amplitudes iguais e com  $90^\circ$  de defasagem. O vetor resultante será defasado de  $45^\circ$  em relação aos vetores somados.

Pela TAB. 2.1, pode-se observar que a diferença de fase entre a porta  $n = 0$  e outra porta qualquer é exatamente a numeração desta porta multiplicada pela diferença de fase entre as portas  $n = 0$  e  $n = 1$ . Com isso, para uma matriz Butler de  $N$  portas de entrada, as portas de saída são numeradas como 0 (referência),  $\pm 1$ ,  $\pm 2$ , ..., até  $(N-1)/2$  e  $N/2$ . A progressão da fase em qualquer saída seria seu número multiplicado pelo ângulo espacial do sinal chegando em um conjunto circular de  $N$  antenas. Entretanto, muitos sistemas não necessitam utilizar todas as saídas, o que representaria um número excessivo de receptores, para alcançar a resolução desejada da medida do ângulo de chegada.

Um exemplo de dispositivo capaz de determinar a direção de chegada de sinais, utilizando uma matriz Butler com 8 antenas, é dado por CHUDY e KACHEL (2008). Nesta referência são fornecidos alguns detalhes sobre como implementar e testar tal dispositivo, além de vantagens que a matriz Butler possui, tais como: pequenas dimensões, facilidade de implementação e baixo custo. Outra aplicação da matriz Butler pode ser encontrada no trabalho de MURPHY e EYRING (1998), onde a mesma é acoplada a um conjunto circular de 8 antenas para a determinação do ângulo de chegada por comparação de fase.

### 2.3.6 LENTES DE MICROONDAS

Trata-se de uma rede formadora de feixe que introduz retardos apropriados para cada elemento do conjunto de antenas, a fim de possibilitar a determinação do ADC (ângulo de chegada). Para a implementação desta técnica vários tipos de lentes são utilizados para

diferentes situações de cobertura. Segundo FERREIRA FILHO (2000), a lente de Rotman é apropriada para conjuntos lineares de antenas, a lente  $R-2R$  para um conjunto em arco de  $90^\circ$ , e a lente  $R-kR$  para conjuntos circulares e semicirculares. A lente de Rotman, embora geralmente projetada para ser alimentada diretamente por conjuntos lineares de antenas, pode adaptar-se a disposições de antenas formando arcos de até aproximadamente  $90^\circ$ .

A fim de simplificar a análise desta técnica, considere a lente de Rotman na sua forma mais simples, representada pela FIG. 2.16. Fabricada em *microstrip* ou *stripline*, a lente consiste de terminais de entrada no seu lado esquerdo e de terminais de saída no lado direito. Os terminais de entrada são ligados às antenas por meio de cabos coaxiais, cujos comprimentos variam com a posição no conjunto.

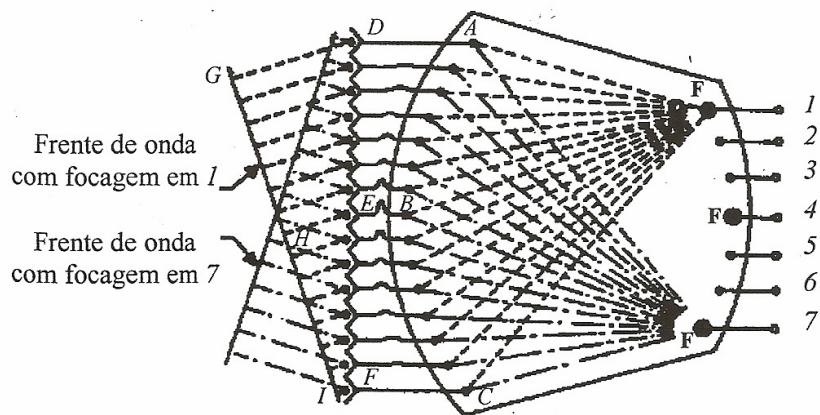


FIG. 2.16 Visualização dos possíveis percursos para o sinal na lente de Rotman (FERREIRA FILHO, 2000)

Os comprimentos dos cabos e a localização dos terminais de entrada são projetados para fornecer focagem perfeita em três pontos ao longo do arco circular indicados pelas saídas 1, 4 e 7 na FIG. 2.16. A focagem é uma consequência de comprimentos de trajetórias elétricas iguais fornecidas pelo ADC da frente de onda incidente em cada elemento do conjunto de antenas. Por exemplo, uma frente de onda incidente paralela ao plano do conjunto de antenas produz, nas saídas dos elementos, sinais em igualdade de fase. Se a lente é projetada com as trajetórias  $DA4 = EB4 = FC4$  (utilizando somente três terminais de entrada para facilitar a análise), a onda incidente surge no terminal de saída 4. Se a frente de onda chega com uma certa inclinação em relação ao plano do conjunto de antenas, como mostrado na FIG. 2.16, de tal modo que  $GDA1 = HEB1 = IFC1$ , esta onda surge no terminal de saída 1.

Embora o projeto da lente de Rotman forneça somente três pontos focais perfeitos, o desvio da focagem perfeita nos terminais de saída intermediários é insignificante para a maioria das aplicações.

Esta técnica independe da frequência do sinal interceptado, o que a qualifica como um sistema banda larga. Outro fator importante é que, como os sinais de entrada, provenientes de direções diferentes, alcançam terminais de saída distintos, é possível medir a informação de ângulo de chegada de sinais simultâneos. Neste caso, o processo necessita de uma resolução relativamente alta, o que requer vários receptores.

### 2.3.7 ANÁLISE COMPARATIVA E ESCOLHA DA TÉCNICA DE DF

Após terem sido descritas as principais características das técnicas clássicas de DF, ou seja, das técnicas de DF que não utilizam processamento digital de sinais, torna-se possível citar algumas vantagens e desvantagens das mesmas, conforme resumido na TAB. 2.2.

Além disso, já é possível escolher a técnica mais conveniente para ser aplicada neste trabalho, dentre as técnicas passíveis de serem aplicadas em sistemas de comunicações. Por ser uma técnica simples e didática, de boa precisão, bastante empregada na prática e com muitas referências disponíveis, foi escolhida a interferometria. Conforme tratado anteriormente, esta técnica utiliza a comparação de fase em várias antenas para determinar a direção de chegada do sinal. No item 4.1, é utilizado um conjunto circular de 4 monopolos, com e sem elementos parasitas, ao longo das simulações, sendo escolhido o conjunto de antenas sem parasitas para a fase de medidas.

TAB. 2.2 – Vantagens e desvantagens das técnicas de DF clássicas

| Técnica de DF                                    | Vantagens  | Desvantagens   |
|--|--|--|
| <b>Interferometria</b>                           | <ul style="list-style-type: none"> <li>- cobertura de 360°;</li> <li>- boa precisão (erro RMS &lt; 1°);</li> <li>- cálculos simples;</li> <li>- teoria de fácil entendimento.</li> </ul>                                   | <ul style="list-style-type: none"> <li>- ambiguidades nos resultados (podem ser evitadas);</li> <li>- depende da frequência;</li> <li>- erros de fase nos cabos.</li> </ul>  |
| <b>Análise da Variação da Frequência Doppler</b> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- único que determina o ângulo de chegada a partir da frequência do sinal;</li> <li>- não há ambiguidades no resultado.</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>- necessidade de várias antenas;</li> <li>- necessidade de chaveamento rápido;</li> <li>- possibilidade de influência da modulação FM no resultado;</li> <li>- poucas referências;</li> <li>- funciona com apenas 1 sinal.</li> </ul> |
| <b>Matriz Butler</b>                             | <ul style="list-style-type: none"> <li>- ausência de ambiguidades;</li> <li>- aplicação em banda larga;</li> <li>- resultado instantâneo;</li> <li>- cálculos realizados no <i>hardware</i>.</li> </ul>                    | <ul style="list-style-type: none"> <li>- <i>hardware</i> mais complexo;</li> <li>- necessidade de várias antenas e de vários receptores para boa resolução angular;</li> <li>- funciona com apenas 1 sinal (sem processamento de sinal).</li> </ul>                          |
| <b>Lentes de Microondas</b>                      | <ul style="list-style-type: none"> <li>- aplicação em banda larga;</li> <li>- possibilidade de detectar sinais simultâneos;</li> <li>- possibilidade de fabricação em <i>microstrip</i> ou em <i>stripline</i>.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- necessidade de vários receptores;</li> <li>- fabricação cara;</li> <li>- poucos pontos focais perfeitos.</li> </ul>   |



## 2.4 TÉCNICAS DE DF UTILIZANDO PROCESSAMENTO DE SINAIS EM CONJUNTOS DE ANTENAS

Nos métodos de DF clássicos, busca-se determinar a direção de chegada de um sinal utilizando configurações de antenas e circuitos relativamente simples. Nestas técnicas, é importante estabelecer uma relação matemática direta entre os sinais das antenas e a direção de incidência da onda, independente de frequência, polarização e meio.

Com o desenvolvimento do processamento digital de sinais, novas técnicas tornam-se possíveis. Unidades de processamento de sinal de alta velocidade são capazes de executar operações bastante complexas, o que permite o tratamento de relações entre os sinais das antenas e as direções de incidência também mais complexas. O processamento numérico permite a separação de várias ondas oriundas de diferentes direções, mesmo com uma abertura de antena limitada.

### 2.4.1 MÉTODO DE FORMAÇÃO DE FEIXE

Neste método, após serem medidos e armazenados os sinais dos elementos do conjunto, os mesmos são multiplicados pelos fatores peso de todas as direções. Em seguida, as parcelas de sinal de cada elemento são somadas e calcula-se a potência de saída de cada sinal soma formado, multiplicando o resultado da soma pelo seu complexo conjugado (ROHDE & SCHWARZ, 2004). Quando o valor desta potência atinge o seu valor máximo, os pesos formam um feixe apontado para a direção desejada. Com isso, como cada conjunto de pesos está associado a uma direção, conhecendo tais pesos determina-se diretamente o ângulo de chegada do sinal incidente. O processo pode ser visualizado na FIG. 2.17.

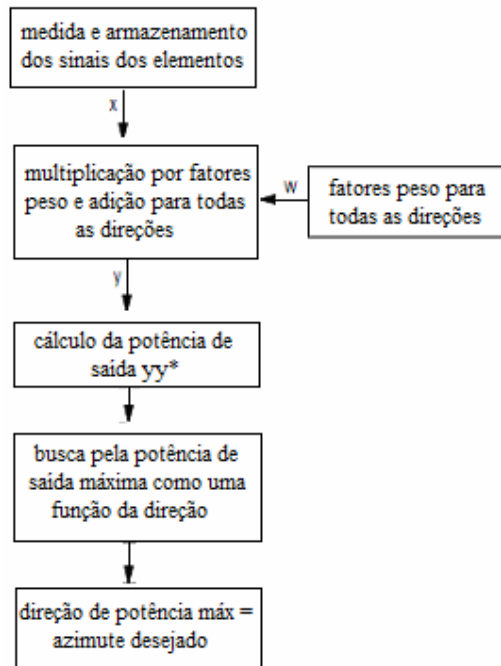


FIG. 2.17 Sequência de passos do método de formação de feixe (ROHDE & SCHWARZ, 2004)

Em muitos casos, se o conjunto de antenas possui elementos iguais e uma geometria descritível por meios analíticos, os fatores peso podem ser calculados diretamente. No caso de antenas multiportas, os fatores peso  $w_i(\alpha)$  são calculados a partir da EQ (2.21), onde  $u_0(\alpha)$  é uma tensão de referência conveniente e o asterisco significa complexo conjugado (ROHDE & SCHWARZ, 2004).

$$w_i(\alpha) = \frac{u_i^*(\alpha)}{u_0(\alpha)} = x_i^*(\alpha) \quad (2.21)$$

#### 2.4.2 ANTENAS ADAPTATIVAS

Segundo FÁRIA (2003), antenas adaptativas, também chamadas de antenas inteligentes, são sistemas irradiantes que permitem o controle do formato e da direção do diagrama de radiação. Tais antenas são constituídas por uma rede de elementos irradiantes, para transmissão e recepção, combinada com processamentos de sinal no tempo e no espaço. Com

isso, são capazes de orientar o lóbulo principal do diagrama para o sinal desejado e reduzir, simultaneamente, a influência de sinais interferentes.

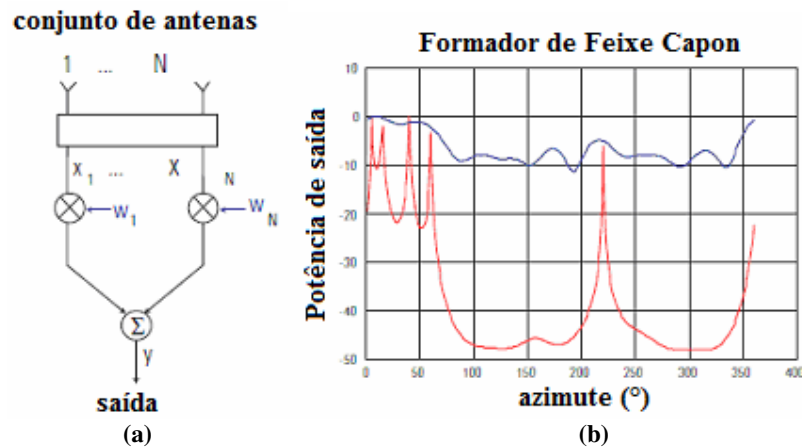
Devido ao espalhamento da onda eletromagnética que ocorre em enlaces de radiocomunicações, o sinal que chega ao receptor é composto por parcelas vindas de diferentes direções. Isto pode comprometer a qualidade da recepção, de modo que uma saída é a aplicação de antenas inteligentes para detectar os sinais com diferentes direções de chegada e reduzir a interferência intersimbólica decorrente do atraso do sinal causado pelo espalhamento.

Segundo FERNANDES (2007), a idéia principal do uso de antenas inteligentes é radiar o sinal somente nas direções desejadas, gerando uma economia de potência. Outra aplicação, além da já citada redução dos efeitos multipercurso, é o cancelamento de sinais indesejados. Porém, antenas adaptativas podem ser utilizadas também para determinar o ângulo de chegada de um determinado sinal, apesar delas não serem projetadas com este propósito, segundo PUTTINI (2006). Neste caso, o ângulo de chegada é determinado a partir da visualização do espectro espacial de potência resultante do conjunto, após a convergência do filtro adaptativo, por meio de uma amostragem do vetor de pesos encontrado.

Em sistemas que utilizam antenas adaptativas, os sinais recebidos pelas antenas do conjunto são ponderados e os pesos do formador de feixe são selecionados tal que, sob certas condições, a potência de saída é minimizada. No caso do formador de feixe *Capon*, a condição auxiliar para o ajuste dos pesos é definida com o ganho permanecendo constante para uma dada direção  $\alpha$  (direção de interesse). Se as ondas incidentes são descorrelacionadas, o formador de feixe é ajustado para ocorrerem nulos em todas as direções de sinal exceto para a direção  $\alpha$  (ROHDE & SCWARZ, 2004). Segundo PUTTINI (2006), considerando um conjunto de  $N$  antenas, o método de Capon utiliza um dos  $N$  graus de liberdade do sistema para impor um ganho unitário na direção de visada, enquanto faz uso dos demais graus de liberdade para formar nulos nas direções dos interferentes.

Resumindo o processo, se a direção da onda incidente coincide com a dada direção  $\alpha$ , existe um máximo distinto na potência de saída. A FIG. 2.18 mostra um esquema de como determinar a potência de saída e um exemplo do espectro angular de um formador de feixe

Capon com um conjunto circular de 9 elementos e cinco ondas descorrelacionadas, para uma relação sinal/ruído igual a 100. Quanto pior a relação sinal/ruído, pior a resolução do espectro. Para obter maiores detalhes sobre este método, podem ser consultados os trabalhos de HUDSON (1981) e BARTON (1983).



**FIG. 2.18** (a) esquemático para determinar a potência de saída (b) Função de Capon para o esquema mostrado com  $N = 9$  e ondas incidentes em  $5^\circ, 15^\circ, 40^\circ, 60^\circ$  e  $220^\circ$  ( $S/N=100$ ) (ROHDE & SCHWARZ, 2004)

PUTTINI (2006) afirma também que o método de Capon ainda apresenta inúmeras limitações. Uma delas relaciona-se à estimação da posição do usuário imerso em um meio com sinais correlacionados ao sinal de interesse, uma vez que as componentes correlacionadas podem ser combinadas destrutivamente no processo de minimizar a potência de saída do conjunto. Além disso, o algoritmo mostra-se computacionalmente custoso para sistemas que empregam conjuntos de antenas com grande quantidade de sensores.

### 2.4.3 MUSIC

O MUSIC (*MUltiple Signal Classification* – classificação de sinais múltiplos) é um método para determinar a direção de chegada de  $n$  sinais descorrelacionados incidentes simultaneamente em um conjunto de antenas. Como base para o entendimento do método, faz-se necessária a definição das seguintes matrizes.

$$[a(\omega)] = [1 \ e^{-j\omega} \ \dots \ e^{-j(m-1)\omega}]^T \quad (2.22)$$

$$[A] = [a(\omega_1) \ \dots \ a(\omega_n)]^T \quad (m \times n) \quad (2.23)$$

onde  $m$  ( $n^\circ$  de amostras) é um inteiro positivo. O número de amostras pode ser entendido, neste caso, como o número de antenas do conjunto. A matriz  $[A]$  é uma matriz de Vandermonde, de modo que seu posto é igual a  $n$  para  $m \geq n$ .

A partir da definição da matriz  $[A]$ , DIAS (2003) define o vetor de sinais recebidos pelas antenas do conjunto  $[Y(t)]$  da seguinte forma:

$$[Y(t)] = \begin{bmatrix} y(t) \\ y(t-1) \\ \vdots \\ y(t-m+1) \end{bmatrix} = [A] \cdot [X(t)] + [e(t)] \quad (2.24)$$

$$[X(t)] = [x_1(t) \ \dots \ x_n(t)]^T \quad (2.25)$$

$$[e(t)] = [e(t) \ \dots \ e(t-m+1)]^T \quad (2.26)$$

onde o vetor  $[X(t)]$  contém os sinais incidentes senoidais complexos sem ruído, oriundos de  $n$  fontes distantes, e o vetor  $[e(t)]$  contém o ruído aditivo, considerado um ruído branco circular, associado a cada antena do conjunto.

A matriz covariância do vetor  $[Y(t)]$  é dada por:

$$[R] = E\{[Y(t)] \cdot [Y^*(t)]\} = [A] \cdot [P] \cdot [A^*] + \sigma^2 [I] \quad (2.27)$$

onde a matriz  $[P]$  é dada por:

$$[P] = E\{[X(t)] \cdot [X^*(t)]\} = \begin{bmatrix} \alpha_1^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \alpha_n^2 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

sendo  $\alpha_k$  a amplitude do sinal  $x_k(t)$ , onde  $k = 1, \dots, n$ .

O motivo de se determinar a matriz covariância do vetor de sinais recebidos pelas antenas do conjunto é que, a partir da mesma, é possível separar o sinal e o ruído em subespaços diferentes, conforme apresentado adiante.

Sejam  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m$  os autovalores de  $[R]$  ordenados de forma decrescente. Tais autovalores possuem  $m$  autovetores associados, sendo  $\{s_1, \dots, s_n\}$  o conjunto de autovetores ortonormais associados aos  $n$  primeiros (maiores) autovalores e  $\{g_1, \dots, g_{m-n}\}$  um outro conjunto de autovetores ortonormais associados aos demais. Segundo DIAS (2003), como o posto de  $[A] \cdot [P] \cdot [A^*]$  é igual a  $n$ , esta matriz possui  $n$  autovalores estritamente positivos e os demais nulos. A partir da EQ (2.27), é possível mostrar que  $\lambda_k = \hat{\lambda}_k + \sigma^2$  ( $k = 1, \dots, m$ ), onde  $\{\hat{\lambda}_k\}_{k=1}^m$  são os autovalores de  $[A] \cdot [P] \cdot [A^*]$  (ordenados de forma decrescente). Portanto, os  $n$  primeiros autovalores de  $[R]$  serão maiores que  $\sigma^2$  (variância somada a um  $n^\circ$  positivo), enquanto que os demais serão iguais a  $\sigma^2$  (variância somada a zero).

Com isso, é possível separar os autovetores associados à matriz covariância  $[R]$  em dois subespaços diferentes, já que um subespaço (subespaço  $S$ ) será formado pelos autovetores associados aos autovalores de maior valor (maiores que  $\sigma^2$ ) e o outro subespaço (subespaço  $G$ ) será formado pelos autovetores associados aos autovalores de menor valor (iguais a  $\sigma^2$ ). Os subespaços  $S$  e  $G$  são usualmente chamados de “subespaço de sinal” e “subespaço de ruído”, respectivamente.

Uma vez determinados os subespaços de sinal e de ruído, conclui-se, conforme demonstrado por DIAS (2003), que as únicas soluções para a EQ (2.29) são as frequências angulares dos sinais incidentes, que, por sua vez, estão diretamente relacionadas com os ângulos de chegada dos sinais.

$$a^*(\omega)GG^*a(\omega) = 0, \text{ para qualquer } m > n. \quad (2.29)$$

Portanto, para cada valor de  $\{\omega_k\}_{k=1}^m$ , a equação se anula, de modo que é possível identificar um pico bem pronunciado no gráfico do inverso desta equação, representado pela seguinte função, chamada por LUSTOSA (2006) de potência espectral:

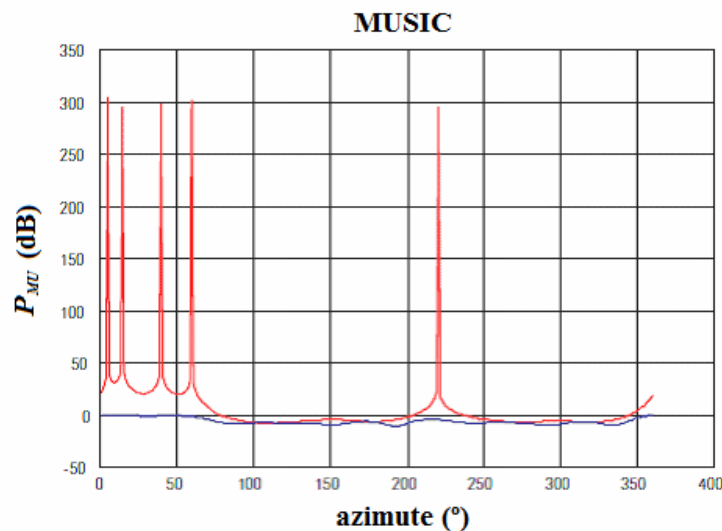
$$P_{MU} = \frac{1}{a^*(\omega)GG^*a(\omega)}, \quad \omega \in [-\pi, \pi] \quad (2.30)$$

Resumindo o processo, inicialmente calcula-se a matriz covariância amostral:

$$[R] = \frac{1}{N} \sum_{t=m}^N [Y(t)] \cdot [Y^*(t)] \quad (2.31)$$

Em seguida, é efetuada a autodecomposição da matriz  $[R]$  e são determinados os subespaços de sinal e de ruído, baseados nos  $n$  maiores e nos  $(m-n)$  menores autovalores de  $[R]$ , respectivamente.

Por fim, determina-se a posição dos  $n$  picos da função (potência espectral), que são diretamente associados às direções de chegada dos  $n$  sinais incidentes. Uma visualização do resultado da aplicação do MUSIC é disponibilizada na FIG. 2.19, onde percebe-se que existem 5 sinais incidentes representados pelos 5 picos do gráfico. Os ângulos de chegada dos sinais são determinados pelos valores associados a cada pico no eixo horizontal.



**FIG. 2.19** Comparação entre a potência espectral determinada a partir do MUSIC (curva com picos pronunciados) e o método formador de feixe convencional (ROHDE & SCHWARZ, 2004)

Mais informações sobre o MUSIC podem ser encontradas nos trabalhos de LUSTOSA (2006), de FERNANDES (2007), de STOICA e NEHORAI (1989), de MEWES et al (1993) e de SCHMIDT (1986).

Após identificar e analisar diversas técnicas de DF, percebe-se que todas consideram que os sinais nos terminais das antenas são decorrentes apenas do sinal incidente no conjunto. Porém, na prática; as antenas do conjunto interagem entre si, causando um efeito chamado de acoplamento mútuo. O sinal recebido numa antena é, de fato, composto pelo sinal direto e pelos sinais “acoplados” das outras antenas do conjunto. Portanto, faz-se necessária a compensação de tal efeito antes da aplicação das técnicas estudadas neste capítulo, a fim de que os resultados sejam confiáveis. Desta forma, são descritos, no capítulo seguinte, os conceitos relacionados ao acoplamento mútuo e algumas formas de compensá-lo.



### 3 FUNDAMENTOS SOBRE ACOPLAMENTO MÚTUO ENTRE ANTENAS E MÉTODOS PARA SUA COMPENSAÇÃO

#### 3.1 CONCEITOS GERAIS SOBRE ACOPLAMENTO MÚTUO

Os elementos de um conjunto de antenas real interagem uns com os outros, alterando a corrente e, conseqüentemente, a impedância dos seus terminais, quando comparados à situação em que estão isolados. Esta interação é chamada de acoplamento mútuo. Ela altera a amplitude, a fase e a distribuição de corrente de cada elemento. Com isso, o diagrama do conjunto como um todo torna-se diferente nos casos com e sem acoplamento. Além disso, os efeitos causados dependem da frequência e da direção do lóbulo principal do diagrama de radiação. A variação da frequência causa a variação do comprimento elétrico das antenas e do espaçamento em função do comprimento de onda entre as mesmas. A variação da direção do lóbulo principal do diagrama de radiação gera um acoplamento mais ou menos intenso, dependendo da intensidade do sinal recebido por tal direção, no caso de um conjunto receptor, ou da intensidade dos sinais nas antenas para gerar o sinal transmitido.

BALANIS (1997) usa a FIG. 3.1 para ilustrar como ocorre o acoplamento mútuo entre as antenas do conjunto no modo transmissor, conforme explicado a seguir.

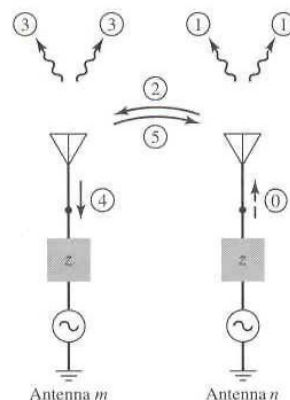


FIG. 3.1 Visualização dos sinais irradiados e acoplados no modo transmissor (BALANIS, 1997)

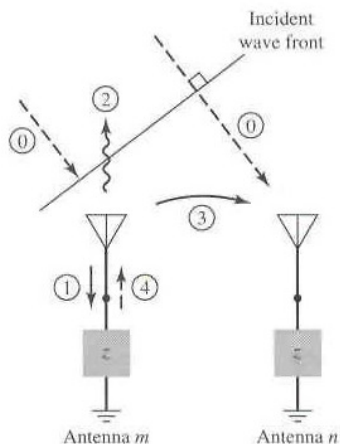
Quando um gerador é conectado aos terminais de uma das antenas, a energia que se propaga para a antena (sinal 0) irradia para o espaço (sinal 1) e parte dela atinge a antena

vizinha (sinal 2). Parte da energia do sinal 2 é espalhada para o espaço (sinal 3) e o restante é propagada para o gerador conectado aos terminais (sinal 4). Uma parte do sinal 3 pode atingir a antena vizinha (sinal 5) e este processo pode se repetir várias vezes, de modo que torna-se difícil quantificar exatamente este efeito. Se ambas as antenas forem excitadas simultaneamente, os campos irradiados e espalhados por cada uma das antenas devem ser adicionados vetorialmente para que o campo total seja conhecido em um determinado ponto de observação.

Com isso, BALANIS (1997) conclui que a contribuição total do diagrama de campo distante de um elemento particular do conjunto não depende apenas da excitação fornecida pelo seu próprio gerador, mas também da excitação parasita total, que depende, por sua vez, dos acoplamentos entre os elementos e das excitações dos outros geradores.

O sinal irradiado por uma antena que atinge o gerador da antena vizinha (sinal 4) soma-se vetorialmente aos sinais incidente e refletido oriundos do gerador conectado à mesma. Com isso, o acoplamento mútuo entre as antenas produz uma alteração nas impedâncias de entrada de todos os elementos do conjunto, o que provoca um descasamento nas mesmas e uma perda de eficiência do conjunto.

Quando se trata de um conjunto receptor, a análise é realizada a partir da FIG. 3.2. Neste caso, assume-se que uma onda plana (sinal 0) incide no conjunto receptor, inicialmente pela antena  $m$ , gerando uma corrente sobre a mesma. Parte do sinal incidente é espalhado pela antena  $m$  (sinal 2) e outra parte incide na antena  $n$  (sinal 3), onde é adicionada vetorialmente ao sinal 0. Uma outra parte do sinal incidente é recebido pela antena  $m$  e propaga-se para o gerador conectado à mesma (sinal 1). Com isso, novamente a energia recebida por cada elemento do conjunto deve ser tratada como a soma vetorial entre os sinais diretos e os sinais acoplados das antenas vizinhas. A quantidade de energia absorvida e reirradiada pelos elementos do conjunto depende do casamento das antenas com as suas impedâncias de terminação. Uma alternativa citada por BALANIS (1997) para minimizar o sinal espalhado (sinal 2) e extrair o máximo de energia do sinal incidente é promover um descasamento adequado entre a antena e o gerador, de modo que o sinal refletido no mesmo (sinal 4) cancele-se vetorialmente com o sinal espalhado (sinal 2).



**FIG. 3.2** Visualização dos sinais irradiados e acoplados no modo receptor (BALANIS, 1997)

O efeito do acoplamento mútuo pode ser bastante prejudicial em determinadas aplicações. GUPTA e KSIENSKI (1983) afirmam que o efeito do acoplamento mútuo é bastante drástico quando o espaçamento entre os elementos de um conjunto de antenas reduz para menos de meio comprimento de onda. Eles mostram que, para um forte acoplamento mútuo entre as antenas do conjunto, a relação sinal/(ruído + interferência) cai significativamente. Mostram ainda que o acoplamento mútuo reduz a velocidade de resposta de um conjunto adaptativo.

STUTZMAN (1998) introduz conceitos sobre o acoplamento mútuo entre antenas supondo que as correntes nos terminais dos elementos são proporcionais às suas excitações, que as distribuições de corrente são idênticas em todos os elementos do conjunto e que a regra de multiplicação de diagramas para conjuntos é válida. Tais suposições são decorrentes do desprezo do efeito de borda do conjunto.

### 3.1.1 DEFINIÇÃO

Na FIG. 3.3 existem 3 mecanismos responsáveis pelo acoplamento mútuo. São eles: o acoplamento direto entre os elementos do conjunto, o acoplamento indireto que pode ocorrer devido ao espalhamento em objetos próximos e o acoplamento pelo circuito que interconecta os elementos do conjunto. Este último pode ser minimizado através do casamento de impedância apropriado em cada elemento.

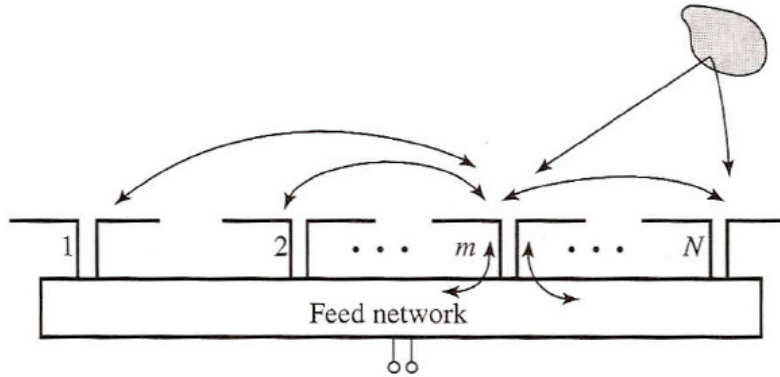


FIG. 3.3 Mecanismos de acoplamento entre elementos de um conjunto de antenas (STUTZMAN, 1998)

Portanto, segundo STUTZMAN (1998), cada elemento do conjunto pode ser modelado com geradores independentes, como na FIG. 3.4, onde o  $m$ -ésimo elemento possui uma tensão de gerador aplicada e uma impedância de terminal dadas por  $V_m^g$  e  $Z_m^g$ , respectivamente. A tensão e a corrente nos terminais dos elementos,  $V_m$  e  $Z_m$ , já incluem todos os efeitos de acoplamento. Com isso, um conjunto de  $N$  elementos pode ser tratado como um circuito de  $N$  portas, podendo ser representado pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + \dots + Z_{1N}I_N \\
 V_2 &= Z_{12}I_1 + Z_{22}I_2 + \dots + Z_{2N}I_N \\
 &\vdots \\
 V_N &= Z_{1N}I_1 + Z_{2N}I_2 + \dots + Z_{NN}I_N
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

onde  $V_n$  e  $I_n$  são as correntes e tensões impressas ao  $n$ -ésimo elemento e  $Z_{nn}$  é a auto-impedância do  $n$ -ésimo elemento quando todos os outros estão com seus terminais abertos. A impedância mútua  $Z_{mn}$  entre os dois pares de terminais dos elementos  $m$  e  $n$  é definida pela EQ (3.2), onde  $V_m$  é a tensão de circuito aberto produzida no primeiro par de terminais e  $I_n$  é a corrente fornecida ao segundo, quando todos os outros terminais são circuitos abertos.

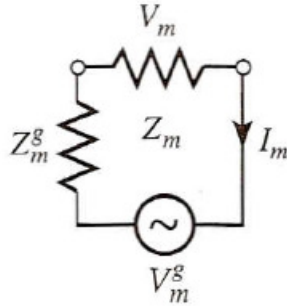


FIG. 3.4 Modelo para o  $m$ -ésimo elemento em um conjunto de antenas (STUTZMAN, 1998)

$$Z_{mn} = \frac{V_m}{I_n} \Big|_{I_i=0}, i \neq n \quad (3.2)$$

STUTZMAN (1998) faz as seguintes observações a respeito das situações onde o acoplamento mútuo é mais ou menos intenso:

- a intensidade do acoplamento decresce (mas não suavemente) conforme o espaçamento entre os elementos aumenta, aproximadamente com  $1/d^2$  (unidades de impedância);
- se os elementos do conjunto são orientados de uma forma tal que encontram-se nas direções de ganho máximo dos elementos vizinhos, então o acoplamento é apreciável. Se, por outro lado, os diagramas individuais exibem um ganho nulo na direção das antenas acopladas, o acoplamento é pequeno;
- elementos que possuem orientações de campo elétrico paralelas acoplam mais que quando tais orientações são colineares.

### 3.1.2 INFLUÊNCIA DO ACOPLAMENTO MÚTUO NA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DA ANTENA

Como comentado na seção anterior, o acoplamento mútuo entre as antenas de um conjunto gera uma variação na impedância de entrada das mesmas. Esta variação gera descasamentos que podem afetar o funcionamento de sistemas que utilizam conjuntos de

antenas práticos. Faz-se necessário, portanto, identificar como cada elemento do conjunto influencia na impedância das antenas vizinhas, a partir da definição de impedância mútua abordada no item anterior.

Aplicando a EQ (3.2) em uma das EQ (3.1), conclui-se que a impedância de entrada do  $m$ -ésimo elemento, na presença de todos os elementos e com todos os acoplamentos incluídos, é dada pela equação:

$$Z_m = \frac{V_m}{I_m} = Z_{m1} \frac{I_1}{I_m} + Z_{m2} \frac{I_2}{I_m} + \dots + Z_{mN} \frac{I_N}{I_m} \quad (3.3)$$

Conforme pode ser observado, na presença do acoplamento, há uma variação na impedância de entrada de cada elemento, comparado ao caso sem acoplamento. Além disso, a dependência com as correntes dos terminais faz com que haja uma variação da impedância de entrada com a variação de tais correntes, o que inclui as variações de fase que ocorrem, por exemplo, em conjuntos de antenas (“*Phased Arrays*”). Portanto, quanto mais elementos houver no conjunto, maior o efeito do acoplamento sobre as impedâncias de entrada dos mesmos.

LEE e CHU (1996) afirmam que os efeitos do acoplamento mútuo possuem um importante papel nas áreas de compatibilidade eletromagnética e de projeto de conjuntos de antenas. Isto se deve ao fato de que tais efeitos mudam a impedância de entrada de cada elemento do conjunto e causam, além das reflexões nas portas das antenas para as estruturas alimentadoras, uma distribuição de amplitude e de fase indesejada entre os elementos do conjunto. Concomitantemente, são alterados o diagrama de radiação, a polarização e o ângulo de varredura do conjunto, o que pode degradar o desempenho das antenas e causar problemas de interferência eletromagnética em sistemas de comunicações.

### 3.1.3 INFLUÊNCIA DO ACOPLAMENTO MÚTUO NO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA

Além da variação da impedância de entrada, o acoplamento mútuo também gera variação no diagrama de radiação, no ganho e na polarização das antenas do conjunto. Para analisar o efeito sobre o diagrama de radiação, novamente é utilizado o modelo da FIG. 3.3.

STUTZMAN (1998) estuda tal efeito utilizando a abordagem do diagrama de elemento ativo, onde todos os efeitos de acoplamento são levados em consideração através do elemento ativo. O diagrama de elemento ativo  $g_{ae}^n(\theta, \phi)$  é obtido pela excitação somente do  $n$ -ésimo elemento e carregando todos os outros elementos com a impedância de gerador  $Z^g$ . O diagrama de elemento ativo surge da irradiação direta do  $n$ -ésimo elemento combinado com campos re-irradiados de outros elementos, que, por sua vez, recebem suas potências através do acoplamento espacial do elemento  $n$ . O diagrama de radiação do conjunto  $F_{un}(\theta, \phi)$  nesta formulação é:

$$F_{un}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N g_{ae}^n(\theta, \phi) I_n e^{j\zeta_n} \quad (3.4)$$

onde  $\theta$  e  $\phi$  são coordenadas angulares do sistema de coordenadas esféricas,  $I_n$  é a amplitude da corrente nos terminais do  $n$ -ésimo elemento,  $N$  é o número de antenas do conjunto e  $\zeta_n$  é o atraso de fase sofrido por uma frente de onda plana na  $n$ -ésima antena do conjunto em relação a uma referência (geralmente o centro do conjunto).

Neste caso, as correntes nos terminais são proporcionais às tensões de excitação e todos os efeitos de acoplamento mútuo são incorporados nos diagramas de elemento ativo, que dependem das características do elemento e da geometria do conjunto. Na prática, a fim de não ser necessário medir o diagrama de elemento ativo de cada elemento do conjunto, utiliza-se um diagrama de elemento ativo médio, conforme mostrado na EQ (3.5):

$$F_{un}(\theta, \phi) = g_{ae}(\theta, \phi) \sum_{n=1}^N I_n e^{j\zeta_n} \quad (3.5)$$

Segundo STUTZMAN (1998), tal simplificação é válida em casos de conjuntos grandes de elementos idênticos e igualmente espaçados. A vantagem desta abordagem é que o somatório na equação acima é o fator de conjunto baseado na teoria sem acoplamento mútuo, de modo que todos os efeitos de acoplamento estão contidos no diagrama de elemento ativo médio, que é encontrado pela medida de um único diagrama de um elemento central de um conjunto grande.

Vale destacar que, para determinar a impedância ativa de um elemento, todos os elementos devem ser excitados. Já para determinar o diagrama de elemento ativo de um elemento, apenas tal elemento é excitado enquanto todos os outros são carregados com suas impedâncias de gerador.

## 3.2 MÉTODOS DE COMPENSAÇÃO

### 3.2.1 MÉTODO DA TENSÃO DE CIRCUITO ABERTO

Segundo HUI (2007), o método da tensão de circuito aberto, sugerido por GUPTA e KSIENSKI (1983), é o método mais antigo usado para analisar o efeito do acoplamento mútuo em um conjunto de antenas. Neste método, o acoplamento mútuo entre duas antenas é caracterizado por uma impedância mútua, cuja definição possui a mesma forma daquela usada originalmente em análise de circuitos, isto é, os parâmetros  $Z$  da análise de circuitos. Desta forma, o método trata o conjunto de antenas como um circuito de  $N$  portas e relaciona as tensões nos terminais das antenas  $V_j$  com as chamadas “tensões de circuito aberto”  $V_{ocj}$  através da matriz impedância, conforme a EQ (3.6). As tensões de circuito aberto são tratadas por GUPTA e KSIENSKI (1983) como aquelas decorrentes apenas de uma fonte externa, ou seja, sem o efeito do acoplamento mútuo, considerando que as antenas vizinhas do conjunto não colaboram para tal efeito na situação de terminais em circuito aberto.



$$\begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_{11}}{Z_L} & \frac{Z_{12}}{Z_L} & \dots & \frac{Z_{1N}}{Z_L} \\ \frac{Z_{21}}{Z_L} & 1 + \frac{Z_{22}}{Z_L} & \dots & \frac{Z_{2N}}{Z_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Z_{N1}}{Z_L} & \frac{Z_{N2}}{Z_L} & \dots & 1 + \frac{Z_{NN}}{Z_L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{oc1} \\ V_{oc2} \\ \vdots \\ V_{ocN} \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Na EQ (3.6),  $Z_{ij}$  é a impedância mútua entre as antenas  $i$  e  $j$  e  $Z_{ii}$  é a autoimpedância da antena  $i$ . No caso de antenas filamentosares, as impedâncias mútuas e as autoimpedâncias podem ser definidas conforme a equação:

$$Z_{ij} = \frac{V_{oci}}{I_j(0)} = -\frac{1}{I_i(0)I_j(0)} \int_0^L \vec{E}_j(\vec{r}) \bullet \vec{I}_i(\vec{r}) dl \quad (3.7)$$

onde  $I_i(0)$  é o valor da distribuição de corrente  $\vec{I}_i(\vec{r})$  da antena  $i$  no seu ponto de alimentação, analogamente a  $I_j(0)$ ,  $\vec{E}_j(\vec{r})$  é o campo elétrico gerado pela distribuição de corrente na antena  $j$  que atinge a superfície da antena  $i$  por radiação e  $L$  é o comprimento físico da antena  $i$ . Vale destacar que a distribuição de corrente  $\vec{I}_i(\vec{r})$  é obtida alimentando a antena  $i$  no modo transmissor enquanto a antena  $j$  encontra-se com os terminais em curto. A equação anterior pode ser calculada utilizando o método dos momentos (GUPTA e KSIENSKI, 1983).

HUI (2007) faz os seguintes comentários sobre este método:

1. O método da tensão de circuito aberto não reproduz exatamente a situação real de um conjunto de antenas receptoras. Neste caso, todos os elementos do conjunto são excitados por uma fonte externa ao mesmo. Com isso, a distribuição de corrente em cada elemento do conjunto será decorrente da fonte externa e não de uma fonte conectada aos terminais do conjunto. Portanto, a aplicação da EQ (3.7) para definir a impedância mútua entre as antenas gera um erro quando utilizada com um conjunto receptor. É provável que este erro seja grande nos casos onde o tamanho elétrico das antenas também seja grande, onde a separação entre as antenas seja pequena e onde a fonte de excitação externa gere uma distribuição de corrente em um elemento do

conjunto diferente da que é gerada por uma fonte de corrente conectada diretamente aos terminais das antenas;

2. A impedância mútua é definida na EQ (3.7) com uma antena (antena  $j$ ) excitada por uma fonte de corrente ativa e sua radiação, por sua vez, excita a outra antena (antena  $i$ ). Além disso, assume-se que a antena  $j$  está com seus terminais em curto e a antena  $i$  com seus terminais abertos. A tensão de circuito aberto  $V_{oci}$ , na EQ (3.7), é calculada a partir de uma corrente de curto-circuito utilizando o método da fonte equivalente de Thevenin. Tal tensão é obtida multiplicando a corrente de curto-circuito com a impedância equivalente obtida olhando para dentro dos terminais da antena  $i$ . O conceito de tensão de circuito aberto é tirado da análise de circuitos onde um componente de circuito ou uma porta de circuito pode ser equivalente a uma fonte de tensão em circuito aberto em série com uma impedância equivalente (Teorema de Thevenin). Uma vez que a tensão de circuito aberto e a impedância equivalente são conhecidas, é possível calcular facilmente a corrente através de qualquer carga terminal que seja conectada àquele componente ou porta de circuito, com a hipótese de que a fonte de tensão de circuito aberto não muda com a presença da carga nos terminais. No entanto, tratando o assunto com rigor, o conceito de tensão de circuito aberto não pode ser diretamente aplicado a antenas, já que, quando uma carga terminal diferente é conectada a um par de terminais em circuito aberto, uma distribuição de corrente diferente é produzida. Desta forma, a distribuição  $\vec{I}_i(\vec{r})$ , na EQ (3.7), não é simplesmente escalonada por uma constante, mas tem outras diferenças que não são facilmente previsíveis. Isto significa que a carga nos terminais altera a tensão de circuito aberto e esta mudança não pode ser compensada por uma mudança correspondente no denominador da EQ (3.7), de modo que a impedância mútua sofre alteração. Este argumento mostra que a suposição anterior da impedância mútua ser independente das cargas conectadas aos terminais das antenas é errada. Este argumento também mostra que uma definição precisa de impedância mútua deve considerar as cargas nos terminais das antenas.

Apesar dos problemas citados, este método tem se tornado o mais largamente aceito para a análise do acoplamento mútuo em conjuntos de antenas. Isto se deve à sua facilidade de

aplicação, com uma formulação usando conceitos de circuitos, e à sua aplicação em conjuntos transmissores, que também são bastante utilizados em sistemas de comunicações.

Um outro problema deste método é que o mesmo supõe que as tensões de circuito aberto são livres de acoplamento mútuo, pois é considerado que quando todos os elementos do conjunto estão com os terminais abertos, ou seja, sem corrente fluindo, não existe radiação das antenas e, portanto, as tensões geradas nos terminais das antenas são decorrentes somente da fonte externa. Obviamente, isto não vale para antenas, já que ocorrerá reirradiação com a incidência de um sinal oriundo de uma fonte externa mesmo que todos os terminais estejam abertos

### 3.2.2 MÉTODO DA ONDA COMPLETA

Segundo HUI (2007), este método busca resolver o problema de valor de contorno inteiro do campo eletromagnético, para um conjunto de antenas como um todo, pelo método dos momentos. Ele usa grandezas mensuráveis do conjunto, tais como as tensões e as correntes nos terminais, que estão sob efeito do acoplamento mútuo, para calcular o campo incidente no conjunto, que é livre de acoplamento. No entanto, como as distribuições de tensão e de corrente nos terminais das antenas não são conhecidas, mas apenas os valores absolutos de tais parâmetros, para resolver o problema é necessário fazer algumas aproximações, como assumir uma distribuição de corrente para o campo incidente ou uma direção de chegada para o mesmo. O desempenho deste método depende das aproximações feitas, que muitas vezes podem não ser realistas, e seu escopo de aplicação é, portanto, limitado. Por outro lado, se for assumido que o campo incidente é completamente conhecido, então este método pode servir como uma ferramenta de análise precisa para investigar o efeito do acoplamento mútuo no desempenho de um conjunto de antenas.

PASALA e FRIEL (1994) enquadram-se neste último caso e verificam o desempenho do algoritmo MUSIC para 3 tipos de entradas: tensões ideais, tensões reais obtidas pelo método dos momentos com o efeito do acoplamento mútuo incluído e tensões corrigidas obtidas a partir das tensões reais quando o acoplamento mútuo é removido. O método dos momentos é

usado para modelar o conjunto de antenas e, a partir deste modelo, determinar as tensões reais induzidas nos terminais das mesmas, que incluem os efeitos do acoplamento mútuo, considerando um campo incidente conhecido. Em seguida, é discutida uma técnica para corrigir estas tensões e extrair delas as tensões que existiriam caso não houvesse acoplamento mútuo entre os elementos do conjunto. Esta correção depende da matriz impedância mútua do conjunto obtida usando o método dos momentos.

Durante a aplicação do método, PASALA e FRIEL (1994) expressam a tensão nos terminais da  $n$ -ésima antena a partir da equação:

$$V_j = I_j \cdot Z_j \quad (3.8)$$

onde  $I_j$  é a corrente e  $Z_j$  a impedância de carga nos terminais do  $j$ -ésimo elemento.

Percebe-se que a corrente através da impedância de carga nos terminais da antena não é proporcional apenas ao campo incidente, mas também depende do acoplamento com os outros elementos do conjunto. No entanto, é possível elaborar um procedimento pelo qual é possível obter, a partir das tensões reais, as tensões que existiriam se não existisse acoplamento mútuo entre os elementos do conjunto. Estas tensões corrigidas nos terminais das antenas são, portanto, proporcionais ao campo incidente na posição das antenas. É isso que é buscado por PASALA e FRIEL (1994) que, para cumprir este objetivo, definem a impedância mútua entre os terminais de duas antenas da mesma forma como descrito na EQ (3.2). A partir da EQ (3.7), a tensão de circuito aberto nos terminais da  $i$ -ésima antena devido à corrente nos terminais da  $j$ -ésima antena é expressa conforme mostrado na EQ (3.9):

$$V_i = -\frac{1}{I_i(0)} \int_{\text{antena}_i} \vec{E}_{ij} \cdot \vec{I}_i dl \quad (3.9)$$

onde  $\vec{E}_{ij}$  é o campo incidente na  $i$ -ésima antena devido à  $j$ -ésima antena,  $\vec{I}_i$  é a corrente que flui pela  $i$ -ésima antena e  $I_i(0)$  é o valor da corrente  $\vec{I}_i$  nos terminais da antena.

Após expandir as correntes em séries de funções senoidais “*piecewise*”, o que faz com que as expressões dos campos gerados por tais correntes também sejam representadas por séries, a impedância mútua de recepção pode ser representada através da seguinte equação:

$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j(0)} = \frac{1}{I_i(0)I_j(0)} \sum_{m=1+(k-1)M_c}^{kM_c} \sum_{p=1+(l-1)M_c}^{lM_c} Z_{mp} I_m I_p \quad (3.10)$$

onde  $k$  e  $l$  assumem valores de 1 a  $N_c$  ( $n^\circ$  de antenas do conjunto),  $m$  e  $p$  representam os modos das antenas e  $M_c$  é o número total de modos de cada antena.

Com isso, após calcular a matriz impedância  $Z$ , as tensões corrigidas podem ser obtidas a partir da seguinte equação matricial:

$$[V_c] = [Z][I] \quad (3.11)$$

onde as correntes reais nos terminais  $[I]$  são obtidas a partir da EQ (3.8).

### 3.2.3 MÉTODO DO DIAGRAMA DE ELEMENTO

Este método pode ser tratado de duas formas diferentes, dependendo se é analisado o diagrama do elemento do conjunto isolado ou se é analisado o diagrama do elemento do conjunto com o efeito do acoplamento mútuo embutido.

#### 3.2.3.1 MÉTODO DO DIAGRAMA DE ELEMENTO ISOLADO

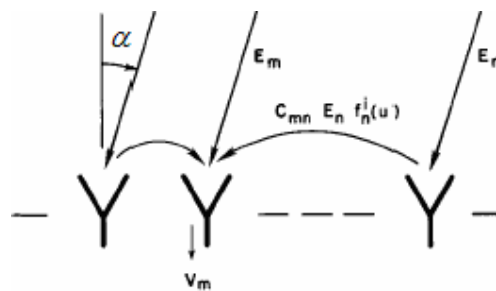
Este método foi proposto por STEYSKAL e HERD (1990) para compensar o acoplamento mútuo em um conjunto de antenas pequeno. A tensão nos terminais de uma antena particular do conjunto (tensão acoplada) é expressa como a soma de duas partes. A

primeira parte é devida à resposta do diagrama de radiação isolado daquela antena particular ao sinal incidente. A segunda parte é uma combinação linear das respostas do diagramas de radiação isolados de todas as outras antenas do conjunto ao sinal incidente. O acoplamento mútuo entre a antena particular e os outros elementos do conjunto é modelado por um conjunto de coeficientes de acoplamento, que, quando agrupados com os coeficientes de todas as antenas do conjunto, formam uma matriz acoplamento relacionando as tensões acopladas e desacopladas. Considerando os coeficientes de acoplamento conhecidos, as tensões desacopladas podem ser determinadas a partir das tensões medidas nos terminais das antenas. Matematicamente, a compensação consiste na multiplicação de uma matriz com o vetor de sinal recebido. Com isso, o sinal é restaurado como se fosse recebido pelos elementos isolados na ausência do acoplamento mútuo. Um detalhamento maior deste método é feito a seguir.

Considera-se um conjunto de elementos no modo único, o que significa que as correntes de abertura dos elementos (elétrica ou magnética) podem mudar em amplitude, mas não em formato, em função da direção de radiação. A expressão corrente de abertura é utilizada pelos autores por estar sendo considerado um conjunto de antenas de abertura. No modo receptor, o sinal na saída do elemento de antena individual tem várias componentes: uma dominante devido à incidência direta da onda plana e várias menores devidas ao espalhamento da onda incidente nos elementos vizinhos. Como ilustrado na FIG. 3.5, é possível expressar o sinal recebido em um elemento  $m$  como:

$$v_m(u) = c_{mm} E_m f^i(u) + \sum_{n, n \neq m} c_{mn} E_n f_n^i(u) \quad (3.12)$$

onde  $u = \text{sen} \alpha$ .



**FIG. 3.5** Representação do sinal recebido segundo o método do diagrama de elemento isolado (STEYSKAL e HERD, 1990)

Segundo STEYSKAL e HERD (1990), o campo incidente  $E_m$  no elemento  $m$  gera uma corrente de abertura com amplitude  $E_m f^i(u)$ , onde  $f^i(u)$  é o diagrama de elemento isolado, isto é, o diagrama do modo corrente assumido na abertura do elemento. Esta corrente de abertura produzirá uma tensão de saída no elemento igual a  $c_{mm} E_m f^i(u)$ , onde  $c_{mm}$  denota o acoplamento da abertura para a linha de transmissão de saída, quando  $m = n$ , e denota o acoplamento do modo de abertura  $n$  para a saída do elemento  $m$ , quando  $m \neq n$ .

A fim de representar o sinal desejado, não perturbado por acoplamento, recebido por um elemento, foi introduzida a seguinte notação:

$$E_n f^i(u) = v_n^d(u) \quad (3.13)$$

Portanto, para um conjunto de elementos idênticos uniformemente espaçados, o sinal recebido pelo elemento  $n$  do conjunto é:

$$E_0 e^{jnkdu} f^i(u) = v_n^d(u) \quad (3.14)$$

onde  $E_0$  é a amplitude da onda plana incidente na direção  $\alpha$ ,  $d$  é a distância entre as antenas do conjunto e  $k$  é o número de onda.

Substituindo a EQ (3.14) na EQ (3.12), chega-se a:

$$\begin{bmatrix} v_1(u) \\ \vdots \\ v_N(u) \end{bmatrix} = [c_{mn}] \cdot \begin{bmatrix} v_1^d(u) \\ \vdots \\ v_N^d(u) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

No lado esquerdo, o vetor  $[v]$  representa os sinais perturbados pelo acoplamento nas portas de saída dos elementos, que, via matriz de acoplamento  $[C]$ , está relacionado ao vetor  $[v^d]$ , que representa os sinais desejados não-perturbados. Portanto, a compensação para o

acoplamento mútuo pode ser realizada pela simples multiplicação do vetor de sinais recebidos  $[v]$  com a matriz de acoplamento inversa  $[C^{-1}]$ .

$$[v^d] = [C^{-1}] \cdot [v] \quad (3.16)$$

STEYSKAL e HERD (1990) calculam os coeficientes de acoplamento, ou seja, os elementos da matriz de acoplamento  $[C]$ , pelo método da decomposição de Fourier. Neste método, inicialmente, mede-se os diagramas de tensão complexa  $g_m(u)$  dos elementos do conjunto, representados pela expressão:

$$g_m(u) = \frac{v_m(u)}{E_0} = f^i(u) \sum_n c_{mn} e^{jnkdu} \quad (3.17)$$

a qual possui um formato de série de Fourier. Seus coeficientes de acoplamento podem ser determinados numericamente a partir da seguinte equação:

$$c_{mn} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/kd}^{\pi/kd} \frac{g_m(u)}{f^i(u)} e^{-jnkdu} du \quad (3.18)$$

A primeira restrição para que a determinação dos coeficientes de acoplamento seja possível é que  $f^i(u)$  não tenha um nulo no intervalo de integração. A segunda restrição é que o espaçamento entre os elementos seja maior que  $\lambda/2$ , caso contrário o intervalo de integração se estende além do intervalo  $-1 < u < 1$ , onde  $g_m(u)$  e  $f^i(u)$  são conhecidos.

STEYSKAL e HERD (1990) afirmam que uma vantagem deste método é que ele não requer elementos de antena recíprocos. Conjuntos de antenas receptores não necessitam que seus elementos sejam recíprocos, já que as antenas não serão utilizadas no modo transmissor. Além disso, quaisquer desequilíbrios no canal, isto é, diferenças na amplitude e na fase de inserção entre a abertura do elemento e seus terminais de saída manifestam-se nos coeficientes  $c_{mn}$  e também são compensados.



Uma outra forma apontada por STEYSKAL e HERD (1990) para determinar os coeficientes de acoplamento é através de medidas de parâmetros  $S$ . Todavia, segundo HUI (2007), isto novamente elimina a relação do acoplamento mútuo com o sinal incidente, tornando o método similar ao da tensão de circuito aberto.

### 3.2.3.2 MÉTODO DO DIAGRAMA DE ELEMENTO ACOPLADO

Neste método, o objetivo é obter as tensões acopladas dos elementos do conjunto ao invés das tensões livres de acoplamento. Mais especificamente, o objetivo é ser capaz de prever as tensões acopladas recebidas através das respostas dos então chamados “diagramas de radiação acoplados” dos elementos do conjunto. O diagrama de radiação acoplado de uma antena é o seu diagrama de radiação obtido na presença de todas as outras antenas do conjunto, desde que as mesmas não estejam excitadas, ou seja, desde que sejam passivas. Desta forma, todo o efeito do acoplamento mútuo é levado em consideração. Usando este método, a resposta total do conjunto é expressa como uma função dos diagramas de radiação acoplados, ao invés dos diagramas de radiação isolados. Portanto, este método não desacopla os sinais acoplados, mas leva em consideração todo o efeito do acoplamento mútuo.

Todos os algoritmos de processamento de sinais que utilizam este método devem ser projetados para usarem diagramas de radiação acoplados no lugar dos diagramas de radiação isolados. Com isso, os cálculos envolvendo os sinais no conjunto de antenas, tais como na aplicação de alguma técnica de DF, podem ser realizados como se o acoplamento mútuo fosse nulo, já que estará implícito nos resultados. Tal procedimento é realizado por DANDEKAR et al (2000), onde a resposta do conjunto é calculada considerando o acoplamento mútuo, para então ser utilizada na estimação do ângulo de chegada a partir dos dados coletados do conjunto de antenas.

Uma desvantagem deste método é a necessidade de ter uma enorme memória para armazenar todos os diagramas de radiação acoplados para os algoritmos de processamento de sinais, já que tais diagramas são, em geral, bidimensionais. Este método é conveniente para propósitos de análise nos quais não seja requerido processamento em tempo real.

Segundo KELLEY e STUTZMAN (1993), a abordagem de multiplicação de diagramas, considerada um método clássico, aplica-se a conjuntos de elementos bem-comportados. Nestes tipos de elementos, o acoplamento mútuo altera a impedância ativa sem afetar a forma da distribuição de corrente nos mesmos. Com isso, considera-se que os diagramas de todos os elementos são idênticos e, portanto, os mesmos podem ser fatorados para fora da expressão do diagrama do conjunto total sem introduzir um erro significativo. Esta análise clássica não é válida, porém, para conjuntos cujos diagramas dos elementos individuais são diferentes, já que o princípio da multiplicação não pode ser aplicado neste caso. Exemplo onde tal análise é falha é o de conjuntos com elementos grandes eletricamente ou o de conjuntos de elementos que diferem em tamanho, em forma ou em orientação física.

Embora técnicas numéricas ofereçam precisão, elas podem dificultar a aplicação em conjuntos grandes. Nestes casos, o método dos momentos requer a criação e a solução de uma equação matricial grande, podendo inviabilizar a sua aplicação. O método do diagrama de elemento ativo, que usa os diagramas calculados ou medidos de elementos individuais na presença de todos os demais elementos do conjunto para calcular o diagrama do conjunto completamente excitado, pode ser empregado quando a análise clássica e técnicas numéricas não forem possíveis. Além disso, tal método geralmente permite cálculos de diagrama mais rápidos do que os outros métodos, já que os dados dos diagramas de elementos estão disponíveis.

No método clássico, os elementos de um conjunto são excitados diretamente por um conjunto de módulos transmissores individuais ou indiretamente por um circuito alimentador. Em ambos os casos, a excitação pode ser modelada como um conjunto de fontes equivalentes de Thevenin com impedância de gerador não-nula, conforme mostrado na FIG. 3.6. Para fins de análise, a impedância de entrada ativa do elemento pode ser representada por uma impedância equivalente concentrada localizada na posição onde o elemento é alimentado, resultando no circuito equivalente mostrado na FIG. 3.7. Mesmo se os elementos forem iguais, suas impedâncias de entrada são geralmente diferentes entre si ou daquelas dos elementos isolados devido ao acoplamento mútuo.

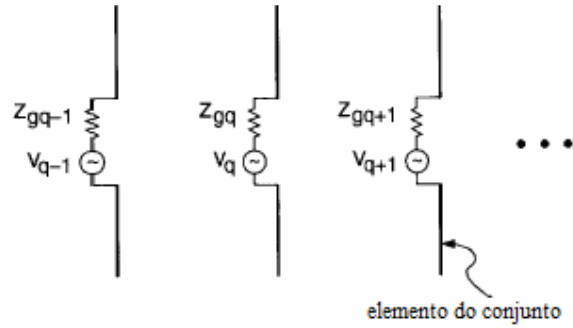


FIG. 3.6 Modelo de alimentação das antenas do conjunto utilizando fontes equivalentes de Thevenin (KELLEY e STUTZMAN, 1993)

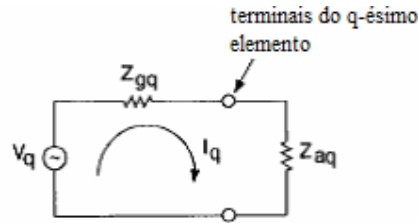


FIG. 3.7 Circuito equivalente da fonte ligada à impedância de entrada da  $q$ -ésima antena do conjunto (KELLEY e STUTZMAN, 1993)

Após as tensões nos geradores serem ajustadas para alcançar o diagrama de conjunto desejado, as correntes de alimentação  $I_q$  resultantes, sendo  $q = 1, \dots, N$  são dadas por:

$$I_q = \frac{V_q}{Z_{aq} + Z_{gq}} \quad (3.19)$$

onde  $Z_{aq}$  é a impedância de entrada ativa do  $q$ -ésimo elemento e  $Z_{gq}$  é a impedância do gerador considerada idêntica para todas as fontes.

Costuma-se assumir que todos os elementos do conjunto possuem o mesmo diagrama, geralmente o mesmo diagrama do elemento isolado no espaço livre. Quando isto é válido, o princípio da multiplicação de diagramas se aplica e o diagrama do conjunto é calculado usando a expressão:

$$E(\theta, \phi) = g_{isol}(\theta, \phi) \sum_{q=1}^{N_s} I_q e^{jk\hat{r} \cdot \vec{r}_q} \quad (3.20)$$

onde  $g_{isol}(\theta, \phi)$  é o diagrama do elemento isolado,  $k$  é a constante de propagação no espaço livre,  $\hat{r}$  é o vetor radial unitário da direção de observação  $(\theta, \phi)$  em relação à origem do sistema de coordenadas e  $\vec{r}_q$  é o vetor posição do centro do  $q$ -ésimo elemento em relação à origem do sistema de coordenadas.

No método do diagrama do elemento ativo, um único diagrama de elemento ativo é calculado ou medido para cada elemento, que contém todos os efeitos do acoplamento mútuo associados com o meio ao redor e com a excitação do mesmo.

Como o diagrama de radiação de uma antena é calculado da distribuição de corrente total ao longo dos fios das antenas, o diagrama radiado pelo conjunto excitado completamente pode ser expresso usando uma superposição dos diagramas de radiação gerados pelas respectivas componentes de corrente de cada elemento, conforme mostrado na EQ (3.21):

$$E(\theta, \phi) = \sum_{q=1}^{N_s} V_q g_a^q(\theta, \phi) \quad (3.21)$$

onde  $V_q$  é a tensão de alimentação aplicada aos terminais da  $q$ -ésima antena e  $g_a^q(\theta, \phi)$  é o diagrama de elemento ativo de excitação unitária e representa o diagrama associado ao conjunto quando o  $q$ -ésimo elemento é excitado por uma tensão unitária com sua impedância de gerador, enquanto os outros elementos são carregados pelas suas respectivas impedâncias de gerador.

O diagrama  $g_a^q(\theta, \phi)$  permanece constante quando a frequência, a geometria e o conjunto de impedâncias de gerador são fixos. Embora a expressão do diagrama do conjunto tenha sido derivada para conjuntos de antenas filamentosas, conforme é possível perceber a partir da EQ (3.20) e da EQ (3.21), ela se aplica igualmente bem para conjuntos de elementos de qualquer outro tipo.

Ao contrário do diagrama de elemento isolado, utilizado na análise clássica, o diagrama de elemento ativo representa o diagrama radiado pelo conjunto inteiro quando somente um

elemento é diretamente excitado, enquanto os outros são indiretamente excitados pelo elemento ativo.

### 3.2.4 MÉTODO DA CALIBRAÇÃO

Neste método, uma matriz acoplamento é, em geral, formada a priori. A matriz acoplamento relaciona os sinais acoplados com os sinais desacoplados e é semelhante à matriz impedância do método da tensão de circuito aberto. O passo importante neste método é determinar esta matriz acoplamento por um processo experimental ou por um método de cálculo iterativo baseado em algumas condições iniciais conhecidas. Uma vez que a matriz de acoplamento seja conhecida, os sinais desacoplados podem ser determinados a partir dos sinais acoplados através de uma transformação usando a matriz acoplamento. O desempenho deste método depende criticamente da precisão nas medidas ou nos cálculos da matriz acoplamento. Geralmente, esta não é uma tarefa fácil porque o número de variáveis a serem determinadas pode ser muito grande. Um problema associado a este método é o procedimento de medidas tedioso ou os passos iterativos para determinar a matriz acoplamento, que devem ser executados novamente sempre que existir uma mudança na configuração do conjunto de antenas ou no ambiente externo.

SU et al (2000) propõem uma maneira eficaz de descrever e compensar o efeito do acoplamento mútuo sobre sinais de um conjunto através do uso de uma matriz acoplamento. Esta matriz relaciona os diagramas de elemento ativo dos elementos individuais com os diagramas dos elementos idealizados sem o efeito dos elementos vizinhos. Através de medidas da resposta do conjunto real para alguns poucos ângulos de incidência conhecidos durante a calibração, a matriz acoplamento pode ser estimada. Tal técnica de calibração de conjunto tem se mostrado eficaz em muitos resultados de medidas e de simulações envolvendo estruturas de antenas simples.

Em sua análise, SU et al (2000) afirmam que é comum descrever o efeito do acoplamento mútuo em um conjunto de antenas através da seguinte equação matricial:

$$[A_{real}] = [C] \cdot [A_{teo}] \quad (3.22)$$

onde  $[A_{real}]$  é a matriz com os resultados medidos no conjunto real,  $[A_{teo}]$  é a matriz com os resultados esperados para um conjunto ideal (teórico) na ausência do acoplamento mútuo e  $[C]$  é a matriz acoplamento, que é considerada independente do ângulo de chegada.

Como a matriz  $[A_{teo}]$  é determinada com base na geometria do conjunto, se  $[A_{real}]$  é dada, então a matriz  $[C]$  pode ser determinada a partir da seguinte equação matricial:

$$[C] = [A_{real}] \cdot [A_{teo}]^H \left( [A_{teo}] \cdot [A_{teo}]^H \right)^{-1} \quad (3.23)$$

Para antenas mais simples, cujas distribuições de correntes têm a mesma forma, mas diferentes amplitudes,  $[C]$  pode ser encontrada de  $[A_{real}]$  com apenas poucos ângulos de observação. Uma vez que a matriz  $[C]$  é conhecida,  $[A_{real}]$  pode ser interpolada para uma granularidade angular muito fina baseada no modelo.

### 3.2.5 COMPENSAÇÃO PELO PROJETO DA ANTENA

O acoplamento mútuo em conjuntos pode ser reduzido ou minimizado por um projeto apropriado dos elementos do conjunto ou das configurações do mesmo. Por exemplo, QUIAN et al (1999) mostram um conjunto plano de 2 antenas YAGI com um acoplamento mútuo muito baixo ( $S_{21} < -22$  dB) quando as antenas são posicionadas de uma forma colinear, ao invés de um posicionamento paralelo. Quando as antenas YAGI estão colineares, elas estão quase na direção do nulo de radiação do diagrama de campo próximo do elemento vizinho e isto resulta em um baixo nível de acoplamento mútuo.

FREDRICK et al (2004) mostram um conjunto de antenas projetado para minimizar a corrente parasita sobre as antenas mudando as impedâncias de carga, tal que os campos de radiação parasitas causados pelos elementos adjacentes sejam reduzidos. Isto resulta nos

diagramas de elemento ativo (acoplado) das antenas do conjunto semelhantes àqueles diagramas de elemento isolado (desacoplado), isto é, o acoplamento mútuo é consideravelmente reduzido. Vale destacar que este método, apesar de ser bastante efetivo e simples, só é aplicável em tipos específicos de antenas.

Na abordagem do QIAN et al (1999), foi proposta uma antena plana quase-Yagi que alia a característica compacta das antenas ressonantes à característica banda-larga dos radiadores de onda propagante. Tal antena mostrou-se ser pelo menos duas vezes menor em volume do que uma antena corneta padrão que funciona na mesma faixa de frequências.

QIAN et al (1999) demonstram ainda que, otimizando a antena quase-Yagi, é possível alcançar uma largura de banda em torno de 48%, mantendo um diagrama de radiação “*endfire*” com razão entre os níveis de radiação de frente e de costas maior que 15 dB e com nível de polarização cruzada menor que -12 dB ao longo de toda a banda. Além disso, é possível encontrar níveis de acoplamento mútuo bastante baixos, como, por exemplo, para uma estrutura de 2 elementos com separação de meio comprimento de onda, quando o acoplamento mútuo medido foi menor que -22 dB.

É destacado que tais conjuntos compactos e com acoplamento mútuo tão baixo possuem condições de serem empregados em várias aplicações de sistemas de radar ou de sistemas de comunicações modernos. Também foi concluído que a antena quase-Yagi pode ser escalonada linearmente para qualquer faixa de frequências de interesse mantendo as suas características de banda-larga.

### 3.2.6 MÉTODO UTILIZANDO PARÂMETROS $S$

Segundo HUI (2007), no método do parâmetro  $S$ , o conjunto de antenas (transmissoras ou receptoras) é modelado como um circuito de  $N$  portas usando parâmetros de espalhamento. Uma vez determinados todos os parâmetros  $S$ , os sinais desacoplados podem ser calculados a partir dos sinais acoplados medidos nos terminais das antenas do conjunto.

Este procedimento foi adotado por LO e VU (1988), porém tal abordagem surgiu a partir da análise de um circuito de  $(N+1)$  portas por parâmetros  $Z$ , conforme mostrado na FIG. 3.8. Seguindo esta análise, as tensões  $V_j$  nos terminais das antenas do conjunto relacionam-se com as correntes  $I_j$  nos mesmos terminais através da EQ (3.24).

$$[V] = [Z] \cdot [I] + [V_0] \quad (3.24)$$

onde,  $[Z]$  é a matriz impedância mútua  $N \times N$ ,  $[V] = [V_1, \dots, V_N]^T$ ,  $[I] = [I_1, \dots, I_N]^T$  e  $[V_0] = [V_{o1}, \dots, V_{oN}]^T$ .  $V_{oN}$  é a chamada tensão de circuito aberto que é considerada ser equivalente à tensão induzida nos terminais das antenas devida apenas ao sinal incidente, já que o método supõe que as antenas não interferem nas suas vizinhas quando estão com seus terminais abertos.

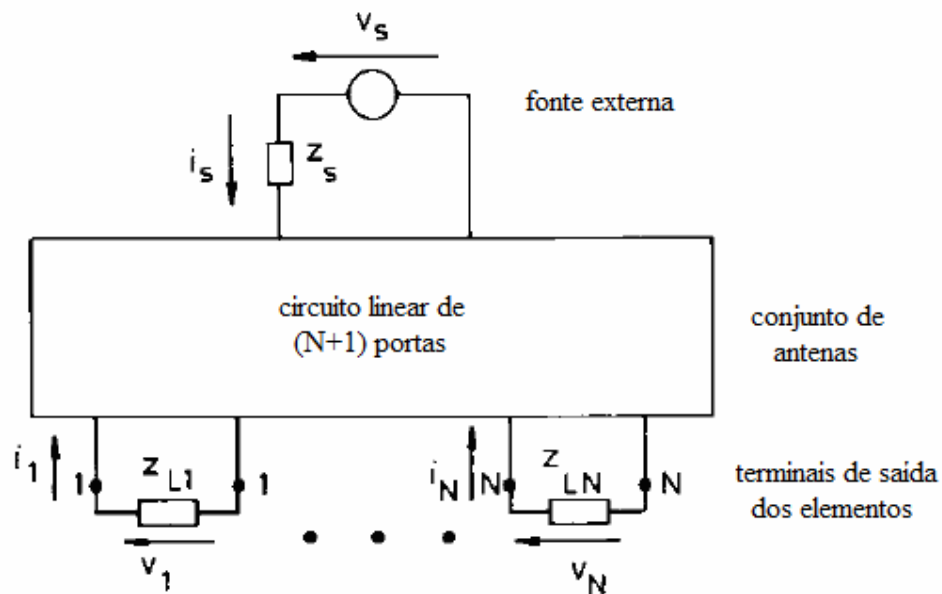


FIG. 3.8 Análise de um conjunto de antenas receptor a partir de um circuito de  $N+1$  portas e parâmetros  $Z$  (LO e VU, 1988)

Em seguida, as tensões e as correntes são representadas pela soma de componentes incidentes e refletidas nas suas respectivas portas, assim como na análise de circuitos de  $N$  portas. Cada componente de tensão é relacionada com a sua respectiva componente de



corrente através da impedância característica da linha de transmissão ligada àquela porta. Tais procedimentos são descritos nas equações

$$[V] = [V_+] + [V_-] \quad (3.25)$$

$$[I] = [I_+] + [I_-] \quad (3.26)$$

$$[I_+] = Z_0^{-1} \cdot [V_+] \quad (3.27)$$

$$[I_-] = Z_0^{-1} \cdot [V_-] \quad (3.28)$$

Manipulando as EQ (3.25) a (3.28), obtém-se uma relação entre as tensões incidentes e refletidas nas portas (terminais das antenas) e as tensões de circuito aberto nas mesmas, que são, de acordo com este método, desacopladas. Esta relação é dada pela equação

$$[V_-] = [S] \cdot [V_+] + [A_0]^{-1} [V_0] \quad (3.29)$$

onde  $[S] = [I] - 2 \cdot [A_0]^{-1}$ .

Com isso, a análise do circuito passa a ser através de parâmetros  $S$  e a relação descrita na EQ (3.29) pode ser representada pelo circuito equivalente da FIG. 3.9, onde  $[V'_-] = [S] \cdot [V_+]$  e  $[V'_0] = [A_0]^{-1} [V_0]$ .

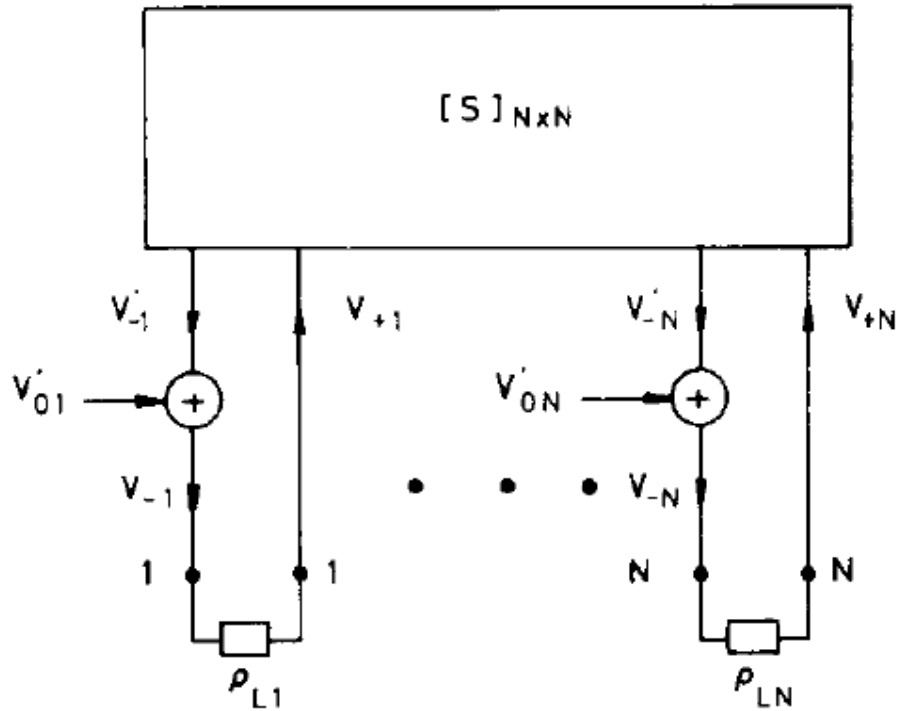


FIG. 3.9 Análise de um conjunto de antenas receptor a partir de um circuito de  $N$  portas e parâmetros  $S$  (LO e VU, 1988)

Manipulando um pouco mais a EQ (3.29), obtém-se uma relação direta entre as tensões incidentes nas portas e as tensões de circuito aberto, conforme:

$$[V_-] = \left[ [I] - \rho_L \cdot [S] \right]^{-1} \cdot [A_0]^{-1} \cdot [V_0] \quad (3.30)$$

onde  $[I]$  é a matriz identidade  $N \times N$  e  $\rho_L$  é o coeficiente de reflexão das portas, considerando que todas as portas possuem o mesmo coeficiente de reflexão.

Com isso, de posse dos coeficientes de reflexão das portas e da matriz  $S$  do conjunto, é possível determinar as tensões de circuito aberto (desacopladas) a partir das tensões medidas (acopladas). Porém, existem alguns problemas com este método, conforme tratado a seguir.

Segundo HUI (2007), usando este método, somente o conjunto transmissor é modelado corretamente com respeito à análise do efeito do acoplamento mútuo. Para um conjunto receptor, o método falha, já que todas as antenas são excitadas por uma fonte externa ao

mesmo, ao contrário da definição de parâmetros  $S$ , que requer que sempre uma das antenas do conjunto esteja conectada a uma fonte ativa por seus terminais. Portanto, por este método, o acoplamento mútuo é independente da fonte externa, o que não é correto. HUI (2007) afirma ainda que este método possui um desempenho semelhante ao do método da tensão de circuito aberto e sofre dos mesmos problemas. Outro ponto a ser destacado é a hipótese de que elementos do conjunto com terminais abertos não irradiam em direção aos demais, o que não é verdade conforme comentado no método da tensão de circuito aberto.

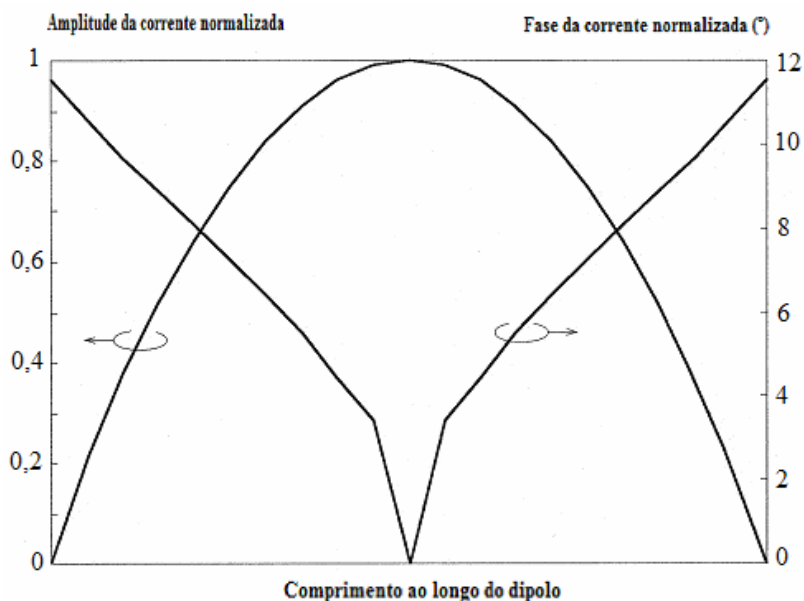
Como exemplo de aplicação de parâmetros  $S$  na análise do acoplamento mútuo entre antenas, WALLACE e JENSEN (2004) analisam como o acoplamento mútuo pode afetar o desempenho de sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (“*Multiple Input Multiple Output*” - MIMO). Eles utilizam parâmetros  $S$  para definir as contribuições de todas as antenas receptoras e transmissoras para os sinais recebido e transmitido respectivamente. Um dos efeitos citados que pode influenciar os sistemas MIMO é a variação do coeficiente de correlação entre as antenas devido à mudança nos diagramas de transmissão e de recepção das antenas acopladas.

### 3.2.7 MÉTODO DA IMPEDÂNCIA MÚTUA DE RECEPÇÃO

Segundo HUI (2004), na definição de impedância mútua convencional, utiliza-se, geralmente, o teorema da reciprocidade para calcular a tensão de circuito aberto induzida em uma antena em função da corrente nos terminais em curto de outra antena. Para realizar tal cálculo, costuma-se assumir uma distribuição de corrente senoidal sem variação de fase fluindo na antena que está com os terminais em curto. Outra consideração é que as antenas com terminais abertos não colaboram para o acoplamento mútuo. Porém, isto só é aproximadamente verdade para casos de baixas frequências. Em altas frequências, quando o comprimento de onda é comparável às dimensões das antenas, existem pequenas correntes fluindo nas mesmas, ainda que seus terminais estejam abertos. Portanto, quanto maior for o dipolo, maior será a diferença entre as distribuições de corrente das antenas nos modos transmissor e receptor. Tratando-se de um conjunto receptor, utilizando a definição convencional, isto causa um erro nos valores das impedâncias mútuas.

Podem ser citados outros fatores que fazem com que os resultados da compensação do acoplamento não correspondam totalmente à realidade, utilizando a definição convencional de impedância mútua. Diferente do que ocorre em um conjunto receptor real, tal definição não leva em conta a direção de chegada do sinal recebido, já que uma das antenas sempre está no modo transmissor conectada a uma fonte, enquanto as demais estão no modo receptor com terminais abertos. Outra fonte de erro é o fato de não serem levadas em conta as cargas nos terminais das antenas nesta definição, já que realmente as mesmas afetam as distribuições de corrente das antenas e, por sua vez, alteram as impedâncias mútuas.

Por todos os fatores citados, faz-se necessário definir a impedância mútua de uma forma diferente para o tratamento adequado de conjuntos receptores. Na prática, segundo HUI (2003), é impossível medir as distribuições de corrente reais nos elementos do conjunto. Todavia, pode ser utilizada uma aproximação. Sabe-se que, para um dipolo de meia-onda, a distribuição de corrente excitada por uma onda plana é bastante estável quando a onda incide por uma direção aproximadamente normal ao dipolo. Portanto, costuma-se obter uma distribuição de corrente estimada do dipolo excitando-o com uma onda plana chegando pela direção normal. Tal distribuição de corrente é mostrada na FIG. 3.10. O cálculo das impedâncias mútuas é então todo baseado nesta distribuição de corrente. Para isso, assume-se que a mesma flui através do *i*-ésimo elemento e excita o *k*-ésimo, que está conectado a uma carga terminal  $Z_L$ , gerando uma tensão sobre a mesma.



**FIG. 3.10** Distribuição de corrente normalizada estimada em 2,4 GHz sobre uma antena dipolo de meia-onda com uma carga de  $50 \Omega$  em seus terminais (HUI 2003).

Como cenário para gerar uma nova definição de impedância mútua, HUI (2003) considera um conjunto de antenas dipolo com  $N$  elementos, conforme mostrado na FIG. 3.11. Assume-se que os dipolos são fios finos de comprimentos iguais  $l = 0,5\lambda$  e raio  $a \ll \lambda$ . O conjunto está posicionado ao longo do eixo  $x$  com um espaçamento uniforme  $D$  entre as antenas, as quais são orientadas com seus eixos paralelos ao eixo  $z$  e todas são conectadas em seus centros a uma carga terminal  $Z_L$ .

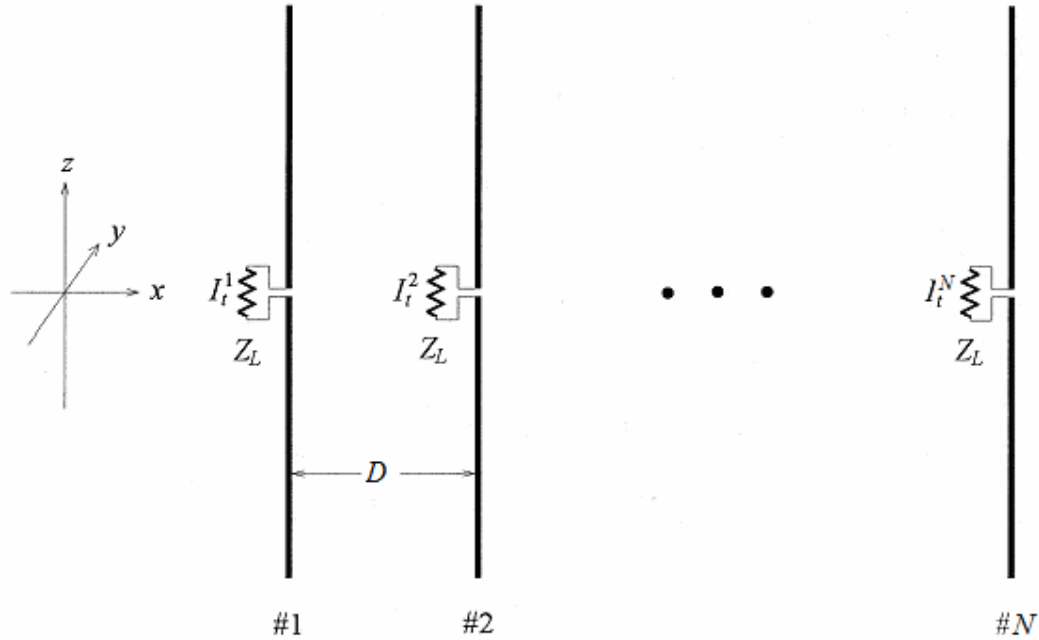


FIG. 3.11 Conjunto linear de antenas dipolo para a definição da nova impedância mútua (HUI 2003)

Desta forma, com a incidência de um campo elétrico, os elementos do conjunto são excitados com distribuições de corrente  $I^k$  ( $k = 1, 2, \dots, N$ ), cujos valores nas cargas terminais são representados por  $I_t^k$ . Utilizando o princípio da superposição, a tensão através da carga terminal de um elemento particular do conjunto, pode ser considerada como devida a dois tipos de fontes de excitação: o sinal incidente e os campos devidos às correntes nos outros elementos de antena. Por exemplo, para o  $k$ -ésimo elemento, pode-se escrever:

$$Z_L I_t^k = Z_t^{k1} I_t^1 + \dots + Z_t^{k(k-1)} I_t^{k-1} + Z_t^{k(k+1)} I_t^{k+1} + \dots + Z_t^{kN} I_t^N + U_t^k \quad (3.31)$$

onde  $Z_t^{ki}$  ( $i = 1, 2, \dots, k-1, k+1, \dots, N$ ) é a impedância mútua entre o  $k$ -ésimo e o  $i$ -ésimo elementos e  $U_t^k$  é a tensão através da carga terminal do  $k$ -ésimo elemento devida apenas ao sinal incidente. O subscrito “ $t$ ” indica que as variáveis são referidas aos terminais das antenas. Com isso, a impedância mútua de recepção é definida conforme a equação:

$$Z_t^{ki} = \frac{V_t^k}{I_t^i} \quad (3.32)$$

ou seja, a impedância mútua de recepção  $Z_t^{ki}$  é a razão entre a tensão induzida sobre a carga nos terminais da antena  $k$  ( $V_t^k$ ) e a corrente que flui através da carga conectada aos terminais da antena  $i$  ( $I_t^i$ ), considerando que a tensão induzida  $V_t^k$  é decorrente do campo gerado pela corrente  $I_t^i$ .

Analisando a EQ (3.31), percebe-se que o lado esquerdo representa a tensão medida real na carga terminal da  $k$ -ésima antena e o lado direito consiste nas tensões devidas aos dois tipos de fontes de excitação. Com isso, se as impedâncias mútuas são quantificadas, as tensões devidas ao efeito do acoplamento mútuo podem ser encontradas e, conseqüentemente, pode ser encontrada a tensão devida apenas ao sinal incidente.

Generalizando para o caso de um conjunto receptor de  $N$  elementos, as tensões medidas nos terminais das antenas relacionam-se com as tensões com o efeito do acoplamento compensado conforme mostrado na equação:

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{Z_t^{12}}{Z_L} & \dots & -\frac{Z_t^{1N}}{Z_L} \\ -\frac{Z_t^{21}}{Z_L} & 1 & \dots & -\frac{Z_t^{2N}}{Z_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{Z_t^{N1}}{Z_L} & -\frac{Z_t^{N2}}{Z_L} & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_t^1 \\ V_t^2 \\ \vdots \\ V_t^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_t^1 \\ U_t^2 \\ \vdots \\ U_t^N \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Resumindo como deve ser o processo de compensação do acoplamento mútuo entre antenas de um conjunto receptor, devem ser executados os seguintes passos:

1. obter as tensões medidas sobre as cargas terminais das antenas ( $V_t^k$ );
2. calcular as correntes de terminal utilizando as tensões medidas ( $I_t^k = V_t^k / Z_L$ );
3. calcular as impedâncias mútuas  $Z_t^{ki}$  usando o método dos momentos;
4. usar as impedâncias mútuas e as correntes de terminal para calcular as parcelas das tensões medidas devidas ao acoplamento com os outros elementos ( $Z_t^{ki} I_t^i$ ); e
5. subtrair de cada tensão medida as respectivas parcelas de tensão acopladas para obter as tensões compensadas  $U_t^k$ , conforme mostrado na EQ (3.31).

HUI (2004) afirma que a impedância mútua, conforme definido na EQ (3.32), depende da direção de incidência do campo, mas não da sua intensidade ou da sua fase, já que uma mudança nestes parâmetros do sinal gera uma alteração de mesma grandeza no numerador e no denominador daquela equação, de modo que tal efeito é cancelado. O valor da impedância mútua também depende da impedância de carga nos terminais das antenas, diferente da definição convencional.

Como tanto o numerador quanto o denominador da EQ (3.32) são grandezas que podem ser medidas, esta nova definição de impedância mútua facilita a criação de um método de medida para determiná-la. Com isso, HUI (2004) apresenta um procedimento de medida da impedância mútua de recepção utilizando um conjunto de dois monopolos. Neste procedimento, embora a definição de impedância mútua não leve em consideração outras antenas, HUI (2004) afirma que o erro resultante, em relação a conjuntos maiores, pode ser muito pequeno para muitas situações práticas.

Conforme a FIG. 3.12, o cenário de medidas possui um conjunto de 2 monopolos, uma corneta transmissora e um analisador de redes vetorial. São utilizadas cargas de  $50\Omega$  nas terminações das antenas que não estiverem conectadas ao analisador de redes. Para determinar a impedância mútua entre as duas antenas, através de medidas, é feita uma relação entre os parâmetros  $S$  medidos pelo analisador de rede e as tensões medidas nos terminais das antenas,

conforme pode ser visto nas EQ (3.34) a (3.36). Uma vantagem de utilizar medidas de parâmetros  $S$ , quando comparado a medidas de tensões e correntes, é a maior facilidade em medir tais parâmetros em altas frequências, quando tensões e correntes oscilam bastante, tornando as medidas complicadas. Além disso, não é necessário que os terminais das antenas estejam abertos ou em curto nas medidas de parâmetros  $S$ , tornando os resultados das medidas mais próximos da realidade.

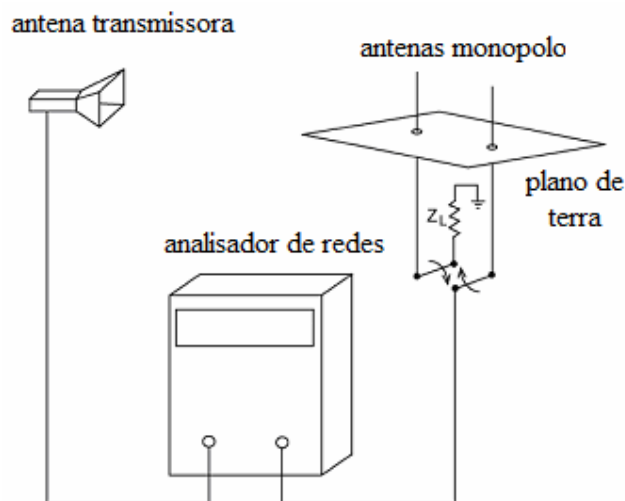


FIG. 3.12 Esquema de medidas da nova impedância mútua dentro de uma câmara anecóica (HUI, 2004)

$$V_t^1 = S_{21-1} p \sqrt{Z_0} \quad (3.34)$$

$$V_t^2 = S_{21-2} p \sqrt{Z_0} \quad (3.35)$$

$$V_t^1 = S'_{21-1} p \sqrt{Z_0} \quad (3.36)$$

Nas EQS (3.34) a (3.36),  $V_t^1$  e  $S_{21-1}$  são a tensão e o parâmetro  $S$  medidos na antena 1 com a antena 2 ligada à carga de  $50\Omega$ ,  $V_t^2$  e  $S_{21-2}$  são a tensão e o parâmetro  $S$  medidos na antena 2 com a antena 1 ligada à carga de  $50\Omega$ ,  $V_t^1$  e  $S_{21-1}$  são a tensão e o parâmetro  $S$  medidos na antena 1 com a antena 2 removida,  $p$  é a raiz quadrada da potência emitida pela corneta transmissora e  $Z_0$  é a carga de  $50\Omega$  ligada aos terminais das antenas.



Portanto, para determinar o valor da impedância mútua entre um par de antenas receptoras, deve-se medir os parâmetros  $S_{21}$  entre a antena transmissora e cada uma das receptoras, isoladamente e com o par de antenas agrupado. Isto significa que são medidos os parâmetros  $S$  sem e com o efeito do acoplamento mútuo, respectivamente, a fim de que tais resultados sejam relacionados, conforme a EQ (3.37), e a impedância mútua seja quantificada.

$$Z_t^{12} = \frac{(V_t^{11} - V_t^1)}{V_t^2} Z_0 = \frac{(S_{21-1}^* - S_{21-1})}{S_{21-2}} Z_0 \quad (3.37)$$

Desta forma, a impedância mútua pode ser obtida a partir de parâmetros de espalhamento medidos. Uma comparação entre as impedâncias mútuas medidas e calculadas segundo a teoria é mostrada na FIG. 3.13. Os valores teóricos são calculados utilizando o método dos momentos. Percebe-se que os resultados medidos e calculados são bem próximos, mostrando que o procedimento de medidas é válido para a determinação da impedância mútua em conjuntos receptores. É mostrada, ainda, uma comparação com a impedância mútua convencional calculada teoricamente, onde é observado que os resultados são bastante diferentes daqueles mostrados para a impedância mútua de recepção, conforme era de se esperar devido a todas as limitações da definição convencional para o tratamento de conjuntos receptores.

HUI (2003) testou a impedância mútua de recepção na determinação do ângulo de chegada de um sinal, utilizando o algoritmo MUSIC, e encontrou resultados mais precisos do que aqueles resultantes da definição convencional de impedância mútua, conforme pode ser visto na FIG. 3.14. Segundo HUI (2004), a validade da impedância mútua de recepção tem sido demonstrada em vários estudos de determinação de direção de chegada de sinais e de supressão de interferência. HUI (2007) afirma que este método possui um desempenho melhor do que o método da tensão de circuito aberto na geração de imagens por ressonância magnética, o que mostra que este método não é importante apenas para aplicações em sistemas de radar ou de comunicações. É ressaltado, ainda, que resultados significativamente melhores têm sido obtidos nos estudos utilizando a nova definição.

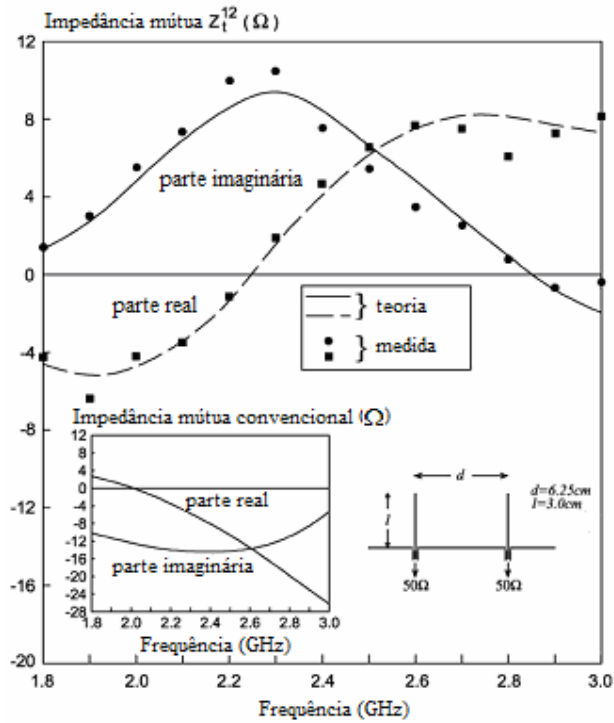


FIG. 3.13 Comparação entre valores medidos e teóricos da impedância mútua de recepção  $Z_{12}$  entre dois monopolos e visualização do valor teórico da impedância mútua convencional (HUI, 2004)

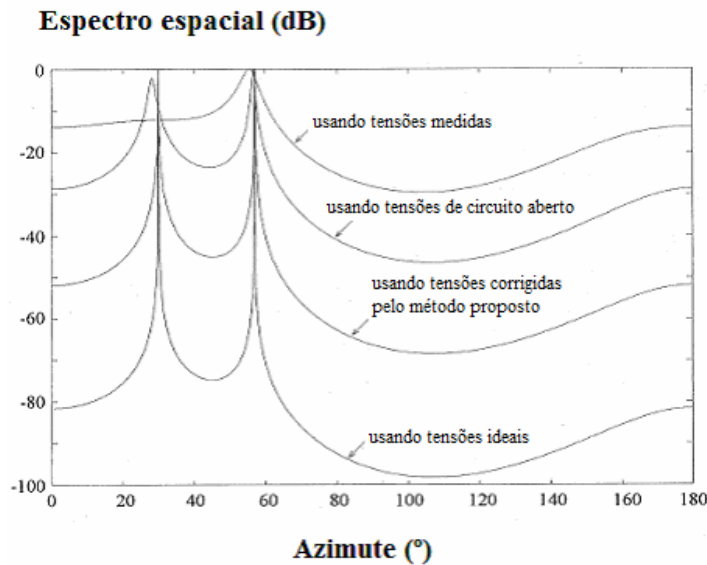


FIG. 3.14 Espectro espacial do algoritmo MUSIC para a detecção de dois sinais coerentes utilizando tensões medidas reais, tensões compensadas e tensões ideais (acoplamento nulo) (HUI, 2003)

Observando o que é proposto pelas referências citadas sobre a impedância mútua de recepção, conclui-se que a mesma vale para qualquer tipo de antena. Porém, o método de cálculo deste parâmetro é específico para antenas filamentosas, já que o mesmo baseia-se no método dos momentos. Já o método de medida baseia-se em conceitos de onda TEM, de modo que é próprio para conexões coaxiais e, portanto, é válido para antenas que utilizam tal conexão ou que possuam transições para a mesma.

### 3.2.8 ANÁLISE COMPARATIVA E ESCOLHA DA TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO DO ACOPLAMENTO MÚTUO

Após terem sido descritos alguns efeitos gerados pelo acoplamento mútuo e as principais características dos métodos de compensação do acoplamento mútuo entre antenas, torna-se possível citar algumas vantagens e desvantagens dos mesmos, conforme resumido na TAB. 3. 1.

**TAB. 3. 1 – Vantagens e desvantagens dos métodos de compensação do acoplamento mútuo**

| <b>Método</b>                              | <b>Vantagens</b>  | <b>Desvantagens</b>   |
|--|---|---|
| <b>Método da Tensão de Circuito Aberto</b> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- utiliza parâmetros da teoria de circuitos (mesma definição);</li> <li>- várias referências disponíveis (muito utilizado com conjuntos transmissores);</li> <li>- método didático para iniciar o estudo sobre acoplamento.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- geração de erros na aplicação em conjuntos receptores;</li> <li>- não considera as cargas nos terminais das antenas;</li> <li>- há referências investigando problemas com este método;</li> <li>- desconsidera que antenas com terminais abertos podem participar do acoplamento.</li> </ul> |
| <b>Método da Onda Completa</b>             | <ul style="list-style-type: none"> <li>- ferramenta precisa quando o campo é totalmente conhecido.</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>- necessidade de aproximação das distribuições de corrente</li> </ul>  |

|  |  |   |
|--|--|---|
|  |  | <p>das antenas;</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- desempenho depende das aproximações;</li> <li>- cálculos mais complexos (método dos momentos).</li> </ul>  |
| <b>Método do Diagrama de Elemento Isolado</b>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>- não requer antenas recíprocas no conjunto;</li> <li>- desequilíbrios no canal manifestam-se nos coeficientes de acoplamento.</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>- aplicável a conjuntos de antenas pequenos;</li> <li>- vários cálculos de diagramas e outros cálculos complexos para obter os coeficientes de acoplamento.</li> </ul>   |
| <b>Método do Diagrama de Elemento Acoplado</b> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- cálculos rápidos porque os diagramas já estão disponíveis;</li> <li>- solução para os casos onde a análise clássica (multiplicação de diagramas) ou os métodos numéricos não são possíveis;</li> <li>- utiliza os cálculos do caso sem acoplamento com a utilização dos diagramas de radiação acoplados.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- necessidade de uma memória enorme para armazenar os diagramas;</li> <li>- devem ser realizadas muitas medidas de diagramas, que devem ser repetidas com a mudança de cenário.</li> </ul>   |
| <b>Método da Calibração</b>                    | <ul style="list-style-type: none"> <li>- uma vez determinada a matriz acoplamento, os sinais podem ser facilmente desacoplados.</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>- depende da precisão de um processo experimental ou de um cálculo iterativo, baseado em condições iniciais conhecidas (tedioso);</li> <li>- os procedimentos devem ser repetidos a cada mudança de cenário;</li> <li>- adequado para conjuntos de antenas simples.</li> </ul> |

|   |   |  |
|---|---|--|
| <p><b>Compensação pelo Projeto da Antena</b></p>          | <ul style="list-style-type: none"> <li>- não são necessários cálculos, mas apenas um bom projeto de antenas (ex: antenas com ganho nulo na direção das vizinhas).</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>- só é aplicável a tipos específicos de antenas.</li> </ul>   |
| <p><b>Método utilizando Parâmetros <math>S</math></b></p> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- cálculos simples e baseados na teoria de circuitos;</li> <li>- utiliza parâmetro <math>S</math>, que é mais fácil de medir em frequências altas;</li> <li>- a partir da matriz <math>S</math>, é possível realizar a compensação do acoplamento diretamente.</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>- mesmos problemas do método da tensão de circuito aberto;</li> <li>- inadequado para conjuntos receptores.</li> </ul>  |
| <p><b>Método da Impedância Mútua de Recepção</b></p>      | <ul style="list-style-type: none"> <li>- considera-se a fonte em campo distante, todos os terminais com carga e a direção de incidência do sinal;</li> <li>- elimina os erros gerados pela definição convencional de impedância mútua para conjuntos de antenas receptores;</li> <li>- disponibilidade de várias referências positivas sobre o método;</li> <li>- possibilidade de elaborar um procedimento de medidas para determinar os parâmetros de acoplamento.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- utiliza-se uma distribuição de corrente aproximada;</li> <li>- as referências costumam utilizar antenas filamentosas, apesar deste tipo de antena não ser uma restrição para o método.</li> </ul> |

Assim, torna-se possível escolher o método mais conveniente a ser aplicado neste trabalho. Como o cenário definido para o trabalho envolve um conjunto receptor de antenas, entende-se que o método da impedância mútua de recepção é o mais adequado para compensar o acoplamento mútuo, já que tal método produz resultados satisfatórios,

comprovados em várias referências. Outros métodos, como o método do parâmetro  $S$ , têm apresentado pontos negativos quando aplicados a conjuntos receptores.

Na prática, existem diversos fatores externos que podem influenciar nas medidas de fase de um sinal, principalmente nas faixas de frequências mais elevadas. Por isso, é interessante elaborar uma metodologia de simulação para aplicar as técnicas de DF e de compensação do acoplamento mútuo estudadas. Desta forma, todos os efeitos externos podem ser controlados, tornando os resultados mais confiáveis, podendo-se testar alternativas de cenários e técnicas diferentes para otimizar o sistema de DF.

No capítulo seguinte é descrita a metodologia de simulação das tensões nos terminais das antenas de um conjunto com a incidência de uma onda plana e dos parâmetros de acoplamento relacionados ao mesmo conjunto. Para realizar tais simulações, foi utilizado o simulador CST STUDIO SUITE, que tem apresentado resultados bastante confiáveis em diferentes trabalhos nas áreas de RF e microondas. Para compensar o efeito do acoplamento mútuo nos sinais simulados, foi utilizada a ferramenta MATLAB, também bastante utilizada em trabalhos de engenharia.

## 4 APLICAÇÃO DO MÉTODO DA IMPEDÂNCIA MÚTUA DE RECEPÇÃO

Após conhecer os conceitos, as vantagens e as desvantagens dos métodos mais utilizados de compensação do acoplamento mútuo, será detalhado, neste capítulo, como implementar o método mais adequado para o cenário em questão. Neste caso, por se tratar de um conjunto de antenas com uma proposta exclusivamente de recepção, pela indicação de HUI (2007), optou-se em utilizar o método da impedância mútua de recepção. Pela disponibilidade do *software* CST STUDIO SUITE licenciado no Laboratório de Microondas do IME, foram testadas, inicialmente, algumas alternativas de simulação para verificar a possibilidade de utilização do método de compensação de acoplamento mútuo utilizando parâmetros  $S$ , conforme apresentado adiante. O problema é que o CST STUDIO SUITE não permite simulações com portas para cálculo de parâmetros  $S$  (“*S-parameter Port*”) e ondas planas como fonte simultaneamente. Com isso, não foi possível simular o método do parâmetro  $S$  no CST da forma como foi descrito no capítulo anterior, o que significa que não foram obtidos resultados confiáveis para aplicações com conjuntos receptores.

Caso seja necessário obter os parâmetros  $S$  de um conjunto de antenas e as tensões induzidas no mesmo por uma onda plana incidente, deve-se realizar duas simulações distintas, ou seja, uma utilizando portas para cálculos de parâmetros  $S$  e outra utilizando uma onda plana como fonte de excitação, coletando as informações das tensões induzidas com os monitores apropriados. Vale destacar que, utilizando monitores de tensão, deve-se terminar as portas com as cargas apropriadas, enquanto que, utilizando portas “*S-Parameter*” no CST, as próprias portas atuam como cargas quando não são as fontes de excitação. O valor desta impedância é a impedância de normalização para a porta.

A fim de proporcionar uma metodologia de simulação para análise e compensação do acoplamento mútuo entre antenas, com foco maior na influência sobre resultados de sistemas de DF, foram utilizados os *softwares* CST STUDIO SUITE e MATLAB R2007b.

O CST STUDIO SUITE foi utilizado nas seguintes tarefas:

- esquematização de um conjunto de antenas, da maneira como seria testado em laboratório, a partir das seguintes especificações: tipo de antena, dimensões das

- antenas, material das antenas, material ao redor das antenas, condições de contorno, geometria do conjunto, portas e cargas necessárias;
- especificação do sinal incidente (onda plana), com as características do sinal real, a partir das seguintes especificações: potência, polarização, faixa de frequências e direção do vetor propagação;
  - simulação dos parâmetros  $S$  associados aos terminais das antenas do conjunto;
  - simulação das tensões induzidas nos terminais das antenas do conjunto com a incidência de uma onda plana;
  - geração de arquivos em formato texto com os dados simulados dos parâmetros  $S$  e das tensões.

O MATLAB R2007b foi utilizado nas seguintes tarefas:

- automatização dos cálculos necessários para a aplicação do método de compensação do acoplamento mútuo entre as antenas do conjunto simulado;
- determinação do ângulo de chegada do sinal, antes e após a compensação do acoplamento mútuo, aplicando interferometria como técnica de DF e;
- geração de gráficos para a visualização da compensação do acoplamento mútuo sobre o resultado do ângulo de chegada.

Um detalhamento maior sobre os passos realizados desde a simulação da recepção do sinal até a determinação do ângulo de chegada do mesmo pode ser encontrado no apêndice.

#### 4.1 ESPECIFICAÇÃO DO CENÁRIO

Apesar de os procedimentos de simulação utilizados neste trabalho serem aplicáveis a qualquer conjunto de antenas, mostra-se a seguir como cada um dos cenários testados neste trabalho foi especificado e esquematizado.



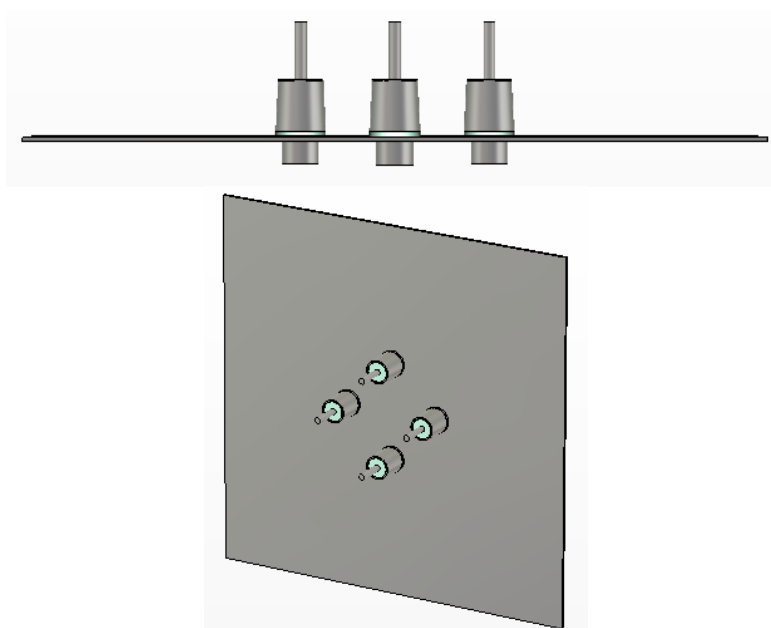
As especificações comuns a todos os cenários envolvendo o método da nova impedância mútua são as seguintes:

- material das antenas: Condutor Elétrico Perfeito (“*Perfect Electric Conductor*” – PEC);
- material do plano de terra (para simulações com monopolos): Condutor Elétrico Perfeito (PEC);
- tipo de conector: coaxial (simulações com monopolos);
- material do conector: Condutor Elétrico Perfeito (PEC);
- material ao redor das antenas: ar (espaço livre);
- condições de contorno: aberto em todas as direções;
- portas: tipo *S-Parameter*, para verificação de perda de retorno das antenas, e monitores de tensão entre os terminais das antenas do conjunto;
- cargas concentradas de  $50\Omega$  entre os terminais das antenas do conjunto, para o caso de monopolos, e de  $70\Omega$  em simulações com dipolos;
- tipo de onda: plana;
- intensidade do campo elétrico incidente: 1 V/m (apenas na direção do eixo\_y);
- polarização: linear;
- geometria do conjunto de antenas: circular;
- referência para o ângulo de chegada: eixo\_x (onde está localizada a antena 1);
- direção do vetor propagação: depende do ângulo de chegada desejado ( $x = -\cos \alpha$ ,  $y = \sin \alpha$  e  $z = 0$ );
- considera-se que a onda incide pelo setor formado pelas antenas 1 e 4.

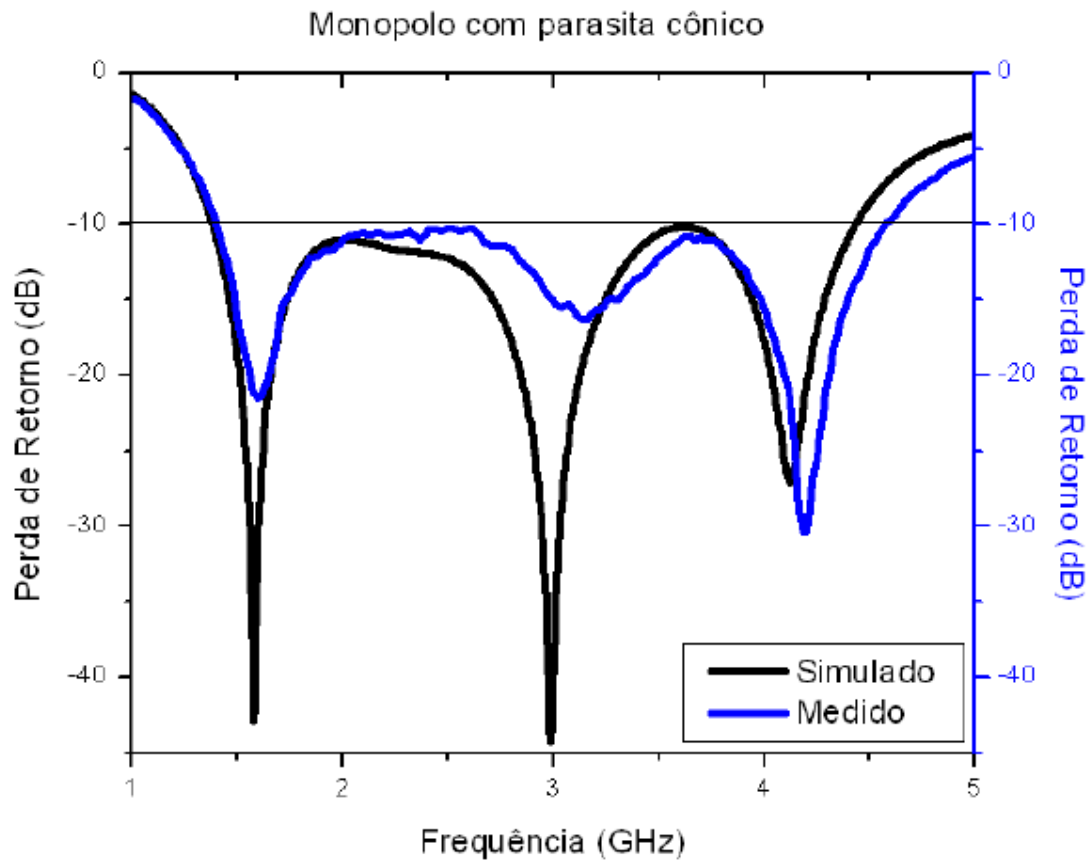
#### 4.1.1 CONJUNTO DE ANTENAS MONOPOLO COM PARASITA CÔNICO

Devido aos interessantes resultados encontrados por SAUNDERS FILHO (2009), onde um monopolo com parasitas foi projetado para possibilitar a aplicação do mesmo em banda

larga e em uma faixa de frequências de aproximadamente 1 a 2 GHz, tal antenna foi escolhida inicialmente para este trabalho. O objetivo desta escolha é aproveitar os resultados de uma antenna cuja fabricação é viável e que é adequada para a aplicação com a técnica de interferometria para sistemas de DF. Além disso, sua faixa de operação atende à proposta de aplicação em sistemas de DF de comunicações. Portanto, é uma boa alternativa de antenna para uma proposta de análise do desempenho do método escolhido para a compensação do acoplamento mútuo no conjunto de antenas e para a determinação do ângulo de chegada de um sinal incidente. Outras motivações importantes são o alto acoplamento entre as antenas do conjunto, que possibilita uma melhor visualização da eficiência do método de compensação, e a facilidade de construção do conjunto de antenas, após o legado deixado por SAUNDERS FILHO (2009). Uma ilustração do conjunto circular de 4 monopolos com parasitas cônicos, utilizado neste trabalho, pode ser vista na FIG.4.1. Um gráfico da perda de retorno de um monopolo do mesmo tipo isolado é mostrado na FIG.4.2. O objetivo deste gráfico é mostrar em quais faixas de frequência a antenna se comporta melhor para realizar as simulações.



**FIG.4.1** Vista lateral e frontal em perspectiva do conjunto circular de 4 monopolos com parasitas cônicos

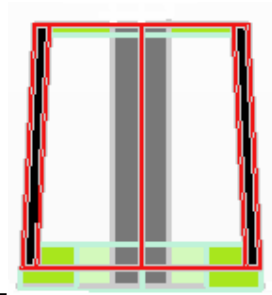


**FIG.4.2** Perda de retorno do monopolo com parasita cônico isolado (SAUNDERS FILHO, 2009)

Para este tipo de antena, foram utilizadas as seguintes especificações, além daquelas citadas no item 4.1:

- dimensões das antenas:
  - comprimento do monopolo: 48 mm;
  - diâmetro do monopolo: 5 mm;
  - lado do plano de terra quadrado: 307,7 mm;
  - espessura do plano de terra: 1,9 mm;
  - raio interno do conector: 2,5 mm;
  - raio externo do conector: 5,78 mm;
  - espessura do conector: 2 mm;

- comprimento do condutor interno do conector até o plano de terra: 12 mm;
- comprimento do condutor externo do conector até o plano de terra: 12 mm;
- dimensões do tronco de cone (vide FIG.4.3):
  - altura: 21,9 mm;
  - raio superior: 8,1 mm;
  - raio inferior: 9,25 mm;
  - espessura: 1,5 mm.
- material do tronco de cone: Condutor Elétrico Perfeito (PEC);
- raio do conjunto:  $R = 40$  mm;
- posição das antenas  $(x,y,z)$ : antena 1  $(R, 0, 0)$ , antena 2  $(0, R, 0)$ , antena 3  $(-R, 0, 0)$  e antena 4  $(0, -R, 0)$ . Obs: Considerando a superfície do plano de terra em  $z = 0$ ;
- faixas de frequências: 1,0 a 2,0 GHz, 1,4 a 1,8 GHz e 2,5 a 3,5 GHz.



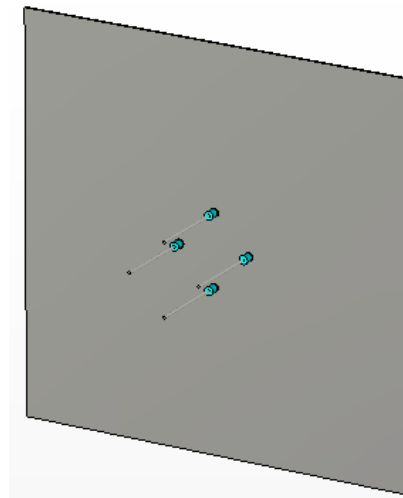
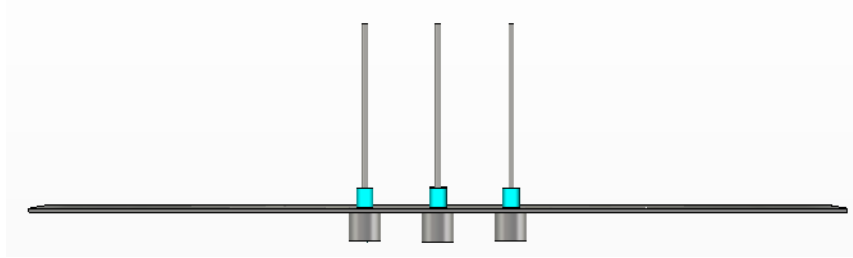
**FIG.4.3** Corte transversal do tronco de cone utilizado nas simulações.

Na FIG.4.3, a região na cor preta representa o material condutor do tronco de cone, a região verde inferior representa o suporte dielétrico de teflon ( $\epsilon_r = 2,08$ ) que mantém o tronco de cone em torno do monopolo sem contato com o plano de terra, a região verde superior é uma proteção dielétrica de teflon para evitar a entrada de umidade e de sujeira, a região azulada representa o material dielétrico do conector tipo-N, a região cinza representa o monopolo e a região branca representa o espaço vazio entre o tronco de cone e o monopolo.

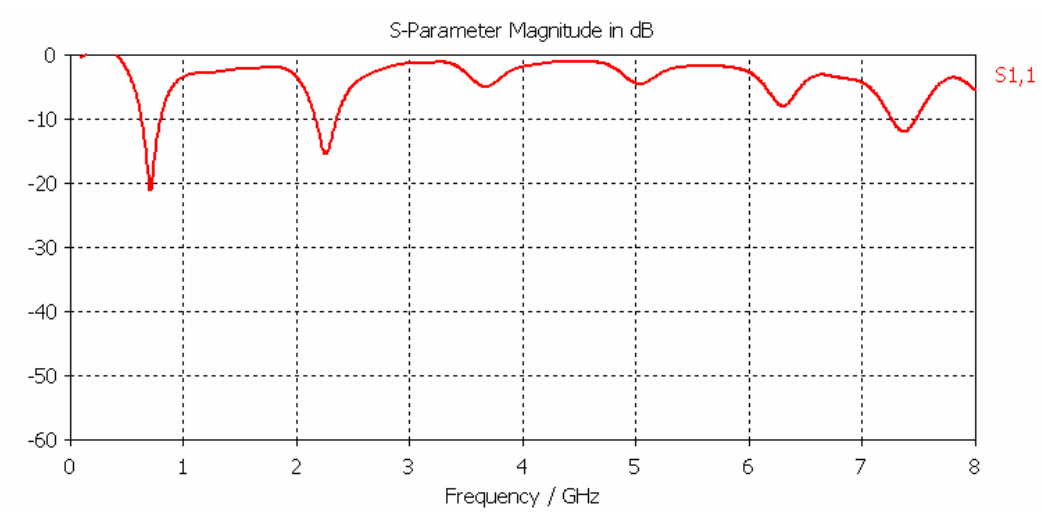
#### 4.1.2 CONJUNTO DE ANTENAS MONOPOLO SEM PARASITA

Apesar de a pretensão inicial ter sido a utilização da antena monopolo com elemento parasita na implementação física do conjunto de antenas para posterior análise do acoplamento mútuo e sua influência no resultado do ângulo de chegada, foi utilizado um conjunto de monopolos simples na fase de medidas, como mostrado na FIG.4.4. A razão para esta mudança foi a falta de recursos para a implementação das antenas com um circuito que realizasse a compensação do acoplamento mútuo, passando-se então ao objetivo secundário de medir apenas a diferença de fase entre as antenas do conjunto para determinação do ângulo de chegada. A partir destas medidas, seria possível avaliar na prática o efeito que o acoplamento mútuo produziria sobre o resultado previsto do ângulo de chegada. Para este objetivo, o conjunto de monopolos simples seria adequado, tanto pela simplicidade quanto pelo seu baixo custo de implementação. Assim, surgiu a necessidade de realizar simulações para um conjunto de monopolos simples com características semelhantes às aquelas realizadas com monopolos com parasitas, a fim de que os resultados encontrados na prática pudessem ser comparados com os simulados.

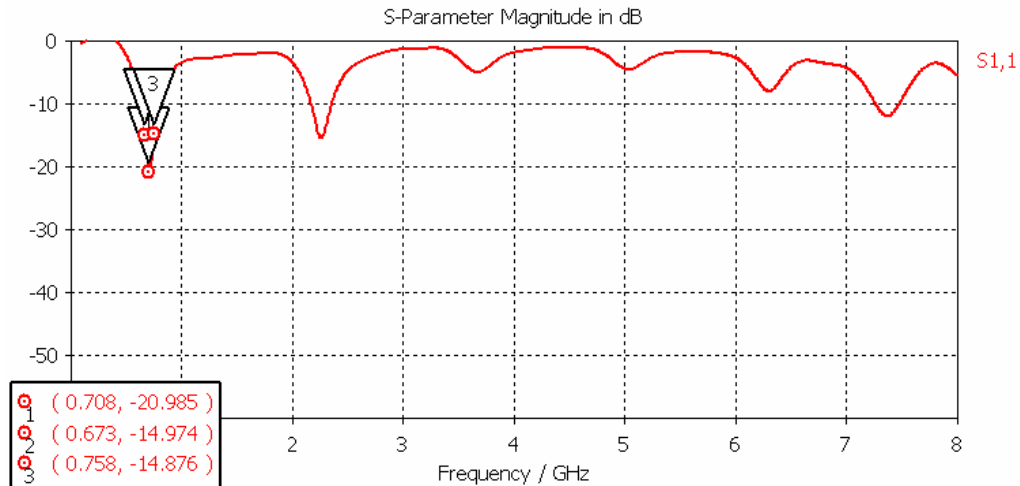
Um gráfico da perda de retorno de um monopolo simples isolado é mostrado na FIG.4.5, sem marcadores, e na FIG.4.6 com marcadores. Tais marcadores definem a frequência de ressonância e limitam a banda com perda de retorno melhor que 15 dB. O objetivo destes gráficos é mostrar em quais faixas de frequência a antena se comporta melhor para realizar as simulações. Vale mencionar que os monopolos foram projetados a partir das dimensões de um conector tipo N existente no Laboratório de Microondas do IME (modelo 3052-1201-10 da Omni Spectra). O “anel dielétrico” que aparece na base de cada monopolo da FIG.4.5 é o revestimento dielétrico original do condutor interno do conector. Nas simulações, foi considerado que o material do tal revestimento é teflon ( $\epsilon_r = 2,08$ ).



**FIG.4.4** Vista lateral e frontal em perspectiva do conjunto circular de 04 monopolos sem parasitas



**FIG.4.5** Perda de retorno do monopolo sem parasita (sem marcadores)



**FIG.4.6** Perda de retorno do monopolo sem parasita (com marcadores)

Para este tipo de antena, foram utilizadas as seguintes especificações, além daquelas já citadas no item 4.1:

- dimensões das antenas:
  - comprimento do monopolo: 100 mm;
  - diâmetro do monopolo: 3 mm;
  - lado do plano de terra quadrado: 440 mm;
  - espessura do plano de terra: 1,9 mm;
  - raio interno do conector: 1,5 mm;
  - raio externo do conector: 4,1 mm;
  - espessura do conector: 4,175 mm;
  - comprimento do condutor interno do conector até o plano de terra: 14 mm;
  - comprimento do condutor externo do conector até o plano de terra: 18,2 mm.
- raio do conjunto:  $R = 40$  mm;
- posição das antenas: antena 1 ( $R, 0, 0$ ), antena 2 ( $0, R, 0$ ), antena 3 ( $-R, 0, 0$ ) e antena 4 ( $0, -R, 0$ ). Obs: Considerando a superfície do plano de terra em  $z = 0$ ;
- faixa de frequências: 673 MHz a 758 MHz.

## 4.2 SIMULAÇÕES DO CONJUNTO DE ANTENAS UTILIZANDO O CST STUDIO SUITE 2009

Após especificar todos os parâmetros necessários para a construção do conjunto de antenas receptoras, tais informações foram transportadas para o CST STUDIO SUITE, de acordo com o seguinte roteiro:

### 1. esquematização das antenas

Apesar de terem sido utilizados monopolos nas simulações dos conjuntos de antenas, é possível esquematizar qualquer antena utilizando o CST STUDIO SUITE. Para isso, o *software* disponibiliza sólidos pré-definidos, como paralelepípedos, esferas e cilindros, ferramenta para gerar sólidos de revolução, ferramenta para interligar planos diferentes, ferramenta para prolongar planos ortogonalmente ou ao longo de uma curva qualquer e operações booleanas entre sólidos. Ainda existem formas de selecionar faces, vértices, linhas, centros de linhas e centros de faces, além da possibilidade de utilizar um sistema de coordenadas móveis para facilitar a orientação durante a construção e o posicionamento dos sólidos gerados.

Portanto, o usuário do CST STUDIO SUITE deve utilizar a criatividade e algum conhecimento matemático e de engenharia para esquematizar as diversas formas geométricas, tais como os conjuntos de antenas apresentados neste trabalho. É possível simular uma estrutura com riqueza de detalhes, tais como: parafusos, fendas, curvas, materiais variados, obstáculos, etc., de modo que as estruturas tornam-se mais fiéis à realidade à medida que o usuário torna-se mais experiente e conhecedor das funcionalidades do simulador.

Para formar o conjunto de monopolos utilizados neste trabalho, foi esquematizado o plano de terra a partir de um paralelepípedo de comprimento e largura iguais ao lado do plano de terra e de altura igual à espessura do plano de terra. Em seguida, os cilindros equivalentes aos furos do plano onde as antenas são posicionadas são subtraídos do paralelepípedo. Posteriormente, as antenas são esquematizadas, a partir de cilindros com raio igual ao raio da antena e altura igual ao comprimento da antena, e posicionadas no centro de cada furo. No



caso do monopolo com parasita cônico, o próximo passo foi esquematizar o tronco de cone dielétrico e posicioná-lo ao redor de cada antena. Por último, foram esquematizados os conectores coaxiais, o mais próximo do real possível, e os mesmos foram posicionados em cada entrada de antena por baixo do plano de terra. Os conjuntos de monopolos, com e sem parasita, podem ser visualizados na FIG.4.1 e na FIG.4.4, respectivamente.

## 2. posicionamento das antenas

Os monopolos foram construídos com seus terminais centrados na origem para, em seguida, serem transladados para suas posições no conjunto, utilizando o sistema de coordenadas locais para tal fim. As antenas foram posicionadas tal que formassem um conjunto circular de 4 antenas de raio  $R$ , ou seja, as antenas foram transladadas para as posições  $(R, 0, 0)$ ,  $(0, R, 0)$ ,  $(-R, 0, 0)$  e  $(0, -R, 0)$ .

## 3. localização das cargas, das portas e dos monitores de tensão

Após terminado o posicionamento das antenas, as devidas cargas, portas e monitores de tensão foram ligados aos seus terminais, ou seja, cargas de  $50\Omega$ , portas para cálculo de parâmetros  $S$  (“*S Parameter Port*”) e monitores de tensão, dependendo do método utilizado. Independente de serem cargas, portas ou monitores de tensão, a ligação sempre foi feita entre o condutor interno e o condutor externo do conector coaxial, conforme mostrado na FIG.4.7.

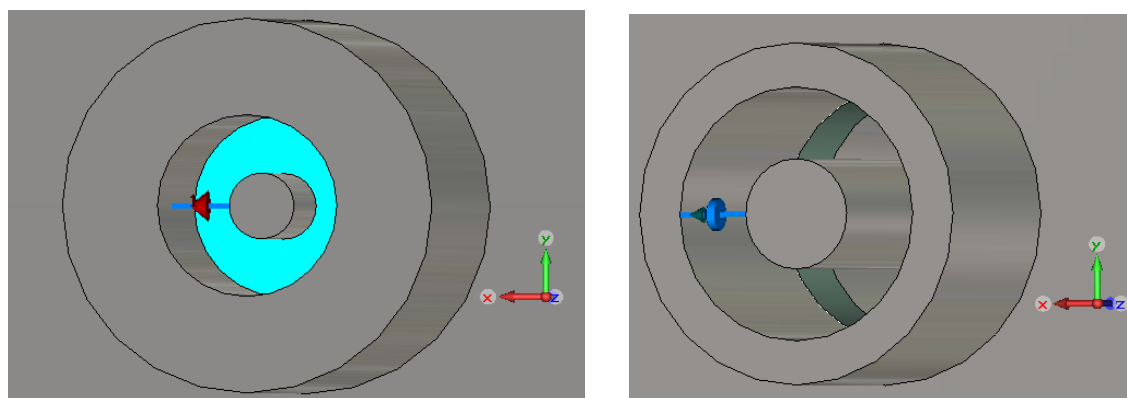


FIG.4.7 Ligação das portas “*S-Parameter*” (vermelha), cargas (azuis) e monitores de tensão (verdes)

#### **4. ajuste de unidades**

Em todas as simulações, as unidades de medida consideradas para comprimento, frequência e tempo foram, respectivamente, milímetros, gigahertz e nanosegundos.

#### **5. ajuste do material de fundo**

Por se tratar de uma antena que funciona em espaço aberto, considerou-se como material de fundo o espaço livre, ou seja, permissividade e permeabilidade relativas iguais a 1. Além disso, como todas as condições de contorno nas fronteiras foram espaço aberto, foi especificado um espaço extra envolvente, conforme sugerido no manual do CST STUDIO SUITE para estes casos.

#### **6. ajuste da faixa de frequências**

Estabeleceu-se como a faixa de frequência de operação, em cada caso, aquela que proporcionasse uma perda de retorno nas antenas melhor que 10 dB ou, nas últimas simulações, melhor que 15 dB. Nas simulações com monopolos com parasitas cônicos, foram utilizadas as faixas de 1,0 a 2,0 GHz, de 1,4 a 1,8 GHz e de 2,5 a 3,5 GHz. Nas simulações com monopolos simples, foi utilizada a faixa de 673 a 758 MHz.

#### **7. ajuste das condições de contorno**

Em todas as fronteiras, foi considerado o espaço aberto como condição de contorno.

#### **8. escolha e ajuste do solver**

Conforme descrito no manual de operação do CST STUDIO SUITE, tanto o “*Transient Solver*” quanto o “*Frequency Domain Solver*” pode ser usado no cálculo dos parâmetros  $S$ , porém a melhor escolha depende da quantidade de células de malha associadas ao cenário. É mais conveniente a utilização do “*Frequency Domain Solver*” em problemas com menos de 50000 células. No caso da análise das tensões nos terminais das antenas, utilizando os monitores de tensão, foi utilizado o “*Transient Solver*”.

Para o cálculo de tensão, foi utilizada uma onda plana como fonte, com polarização vertical no eixo  $y$ , e com vetor propagação ajustado de acordo com a direção de chegada desejada. Para o caso de cálculo de parâmetros  $S$ , utilizando o “*Transient Solver*”, foram feitas simulações onde todas as portas funcionavam como fontes (uma por vez). Foi escolhida a precisão de -20 dB e, nos casos de cálculo de parâmetros  $S$ , os mesmos foram normalizados para  $50 \Omega$ . Para o cálculo de parâmetros  $S$ , utilizando o “*Frequency Domain Solver*”, foi estabelecida a precisão de  $10^{-3}$  e amostras de frequências automáticas.

Após o término da execução da simulação, os resultados puderam ser coletados a partir dos seguintes arquivos localizados na pasta criada pelo *software* com o mesmo nome do arquivo do projeto (todos os arquivos são do tipo texto):

- **amplitude da tensão nos terminais da antena  $i$ :** (nome do arquivo)^voltagei(pw)

**Obs.: Arquivo VRA**

Este arquivo forneceu, para cada frequência da faixa, as amplitudes das tensões induzidas nos terminais da antena  $i$  com a incidência da onda plana já especificada.

- **fase da tensão nos terminais da antena  $i$ :** (nome do arquivo)^voltagei(pw)

**Obs.: Arquivo VRP**

Este arquivo forneceu, para cada frequência da faixa, as fases das tensões induzidas nos terminais da antena  $i$  com a incidência da onda plana já especificada.

- **parâmetros  $S$  associados ao conjunto:** arquivo exportado com formato (nome).s2p.

**Obs: File – Export – TOUCHSTONE**

Este arquivo forneceu, para cada frequência da faixa, os módulos e as fases dos parâmetros  $S$  associados ao conjunto de antenas, quando cada uma das antenas funcionava como fonte enquanto as demais comportavam-se como cargas passivas iguais à impedância de normalização.

#### 4.2.1 APLICAÇÃO DO MÉTODO DO PARÂMETRO $S$ EM UM CONJUNTO DE DIPOLOS DE MEIA-ONDA

Conforme comentado, o método de compensação que utiliza parâmetros  $S$  foi testado inicialmente para verificar a sua eficiência e a sua viabilidade para o caso deste trabalho. Recordando o método, foi necessário obter os parâmetros  $S$  associados ao conjunto de antenas receptor e as tensões induzidas nos terminais das antenas devido à incidência de um sinal nas mesmas. De posse de tais dados, após realizar os passos mostrados no item anterior, foram calculadas as parcelas da tensão em cada antena que correspondem ao acoplamento das antenas vizinhas. Por último, foram subtraídas da tensão induzida pelo sinal incidente tais parcelas acopladas, de modo a restar apenas as tensões induzidas em cada antena sem o efeito do acoplamento mútuo.

Portanto, para cada cenário, foram realizadas duas simulações distintas, sendo uma para obtenção das tensões nos terminais das antenas, utilizando o “*Transient Solver*”, e outra para a determinação dos parâmetros  $S$  associados ao conjunto, utilizando o “*Frequency Domain Solver*”. Em ambas as simulações, foi utilizada a mesma disposição de antenas no espaço e foram consideradas posições iguais para os monitores de tensão e para as portas para o cálculo de parâmetros  $S$  (“*S-Parameter Port*”). Em seguida, foi feita a compensação do acoplamento utilizando o script desenvolvido no MATLAB para este fim, conforme explicado no item 4.3.1.

Nestas primeiras simulações, foi utilizado um conjunto linear de dois dipolos, por ser o conjunto de antenas mais simples de ser esquematizado no CST STUDIO SUITE e por não haver, até aquele momento, uma definição do tipo de antena que seria empregado na prática. As especificações deste conjunto de antenas são as seguintes:

- comprimento do dipolo (02 ramos): 3 m;
- diâmetro do dipolo: 0,3 mm;
- espaçamento entre os ramos do dipolo: 40 mm;
- distância das antenas até a origem do sistema de coordenadas:  $R = 50$  cm;

- posição das antenas (ponto médio do dipolo): antena 1 ( $R, 0, 0$ ), antena 2 ( $R\sqrt{2}/2, 0, R\sqrt{2}/2$ );
- faixa de frequências: 40 MHz a 60 MHz.

Após todos os ajustes necessários, foram obtidos os resultados de parâmetros  $S$  e tensões induzidas nas antenas deste conjunto. De posse desses resultados, foi realizada a compensação destas tensões e foi obtido o valor do ângulo de chegada do sinal sem a influência do acoplamento mútuo, conforme descrição no item 4.3.1.

#### 4.2.2 APLICAÇÃO DO MÉTODO DA IMPEDÂNCIA MÚTUA DE RECEPÇÃO EM UM CONJUNTO DE MONOPOLOS COM PARASITAS CÔNICOS

Neste caso, foi utilizado o cenário citado no item 4.1.1 para simular as tensões induzidas nos terminais das antenas do conjunto com o efeito do acoplamento incluído. Porém, não foi mais necessário fazer uma simulação para determinar os parâmetros  $S$  do conjunto, já que foram utilizados parâmetros  $Z$  com uma definição um pouco diferente da convencional, conforme mostrado por HUI (2004). Para determinar tais parâmetros, foi necessário fazer simulações com todas as combinações possíveis de duas antenas entre os elementos do conjunto. Foi necessário, ainda, realizar simulações com cada antena isolada para verificar qual seria a tensão em cada antena sem o efeito do acoplamento.

Considerando que a tensão induzida em uma antena, quando simulada em par com uma das antenas vizinhas, é a tensão que seria induzida quando a mesma está isolada somada à parcela acoplada da vizinha, é possível isolar a parcela acoplada e determinar o parâmetro  $Z$  associado. Este procedimento foi mostrado no item 3.2.8 e mostra que é possível determinar os parâmetros  $Z$  entre todas as antenas do conjunto para, em seguida, subtrair cada parcela acoplada das tensões com o efeito do acoplamento, resultando nas tensões com o efeito do acoplamento compensado.

Como são necessárias simulações apenas para determinar tensões induzidas nos terminais das antenas, é necessário utilizar apenas o “*Transient Solver*” com uma onda plana incidente, da mesma forma como é feito na simulação do método com parâmetros  $S$ . Portanto, os procedimentos para realizar as simulações são iguais, mas a forma como os resultados são utilizados é diferente e é necessário um número maior de simulações.

#### 4.2.3 APLICAÇÃO DO MÉTODO DA IMPEDÂNCIA MÚTUA DE RECEPÇÃO EM UM CONJUNTO DE MONOPOLOS SEM PARASITAS

Neste caso, utiliza-se o cenário citado no item 4.1.2 para simular as tensões induzidas nos terminais das antenas do conjunto com o efeito do acoplamento incluído. Todas as simulações foram realizadas de forma idêntica ao caso do item anterior e na mesma quantidade, de modo que foram feitas apenas mudanças no cenário.

#### 4.3 ALGORITMO DE COMPENSAÇÃO DO ACOPLAMENTO MÚTUO

Após derivação da teoria sobre a determinação do ângulo de chegada de um sinal e sobre a compensação do acoplamento mútuo entre antenas, foi mostrado como realizar as simulações necessárias para determinar os parâmetros  $S$  associados a um conjunto e as tensões induzidas nos terminais das antenas do mesmo. A seguir é mostrado como aplicar tais resultados para determinar o ângulo de chegada compensando-se o efeito do acoplamento mútuo, utilizando interferometria e o método da impedância mútua de recepção.

#### 4.3.1 APLICAÇÃO COM OS DADOS SIMULADOS PELO MÉTODO DO PARÂMETRO $S$ EM UM CONJUNTO DE DIPOLOS DE MEIA-ONDA

No *script* desenvolvido no MATLAB, foi realizada a compensação do acoplamento mútuo entre as antenas de acordo com os seguintes passos:

- leitura das amplitudes das tensões (em volts) simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das antenas;
- leitura das fases (em graus) das tensões simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das antenas;
- união das informações de módulo e fase, resultando na forma polar de cada tensão;
- leitura dos parâmetros  $S$  associados ao mesmo conjunto que gerou as tensões simuladas pelo CST STUDIO SUITE;
- união das informações de módulo e fase, resultando na forma polar de cada parâmetro  $S$ ;
- para cada frequência da faixa, são selecionadas as tensões nos terminais das antenas e os respectivos parâmetros  $S$ ;
- para cada frequência da faixa, realização dos cálculos necessários para a extração da parcela acoplada das tensões induzidas simuladas.

De posse das tensões com o efeito do acoplamento mútuo compensado, foram extraídas as fases das mesmas para que fossem comparadas e possibilitasse a extração da informação do ângulo de chegada.

#### 4.3.2 APLICAÇÃO COM OS DADOS SIMULADOS PELO MÉTODO DA IMPEDÂNCIA MÚTUA DE RECEPÇÃO EM UM CONJUNTO DE MONOPOLOS COM PARASITAS CÔNICOS

No *script* desenvolvido no MATLAB, foi realizada a compensação do acoplamento mútuo entre as antenas de acordo com os seguintes passos:

- leitura das amplitudes das tensões (em volts) simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das antenas isoladas;
- leitura das fases (em graus) das tensões simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das antenas isoladas;
- leitura das amplitudes das tensões (em volts) simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das 4 antenas agrupadas;
- leitura das fases (em graus) das tensões simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das 4 antenas agrupadas;
- leitura das amplitudes das tensões (em volts) simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das antenas: 1 e 2 agrupadas, 1 e 3 agrupadas, 1 e 4 agrupadas, 2 e 3 agrupadas, 2 e 4 agrupadas e 3 e 4 agrupadas;
- leitura das fases (em graus) das tensões simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das antenas 1 e 2 agrupadas, 1 e 3 agrupadas, 1 e 4 agrupadas, 2 e 3 agrupadas, 2 e 4 agrupadas e 3 e 4 agrupadas;
- união das informações de módulo e fase, resultando na forma polar de cada tensão;
- para cada frequência da faixa, seleção das respectivas tensões e cálculo das impedâncias mútuas entre as antenas do conjunto;



- cálculo das tensões compensadas a partir da subtração das parcelas acopladas da tensão com o efeito do acoplamento mútuo em cada antena;
- cálculo do comprimento de onda associado a cada frequência do intervalo;
- cálculo das diferenças de fase entre as antenas 1 e 4 (setor analisado) antes e após a compensação;
- cálculo do ângulo de chegada a partir das fases das tensões antes e após a compensação;
- cálculo dos erros absoluto, relativo e RMS sobre os resultados de ângulo de chegada;
- representação dos resultados na forma de gráficos.

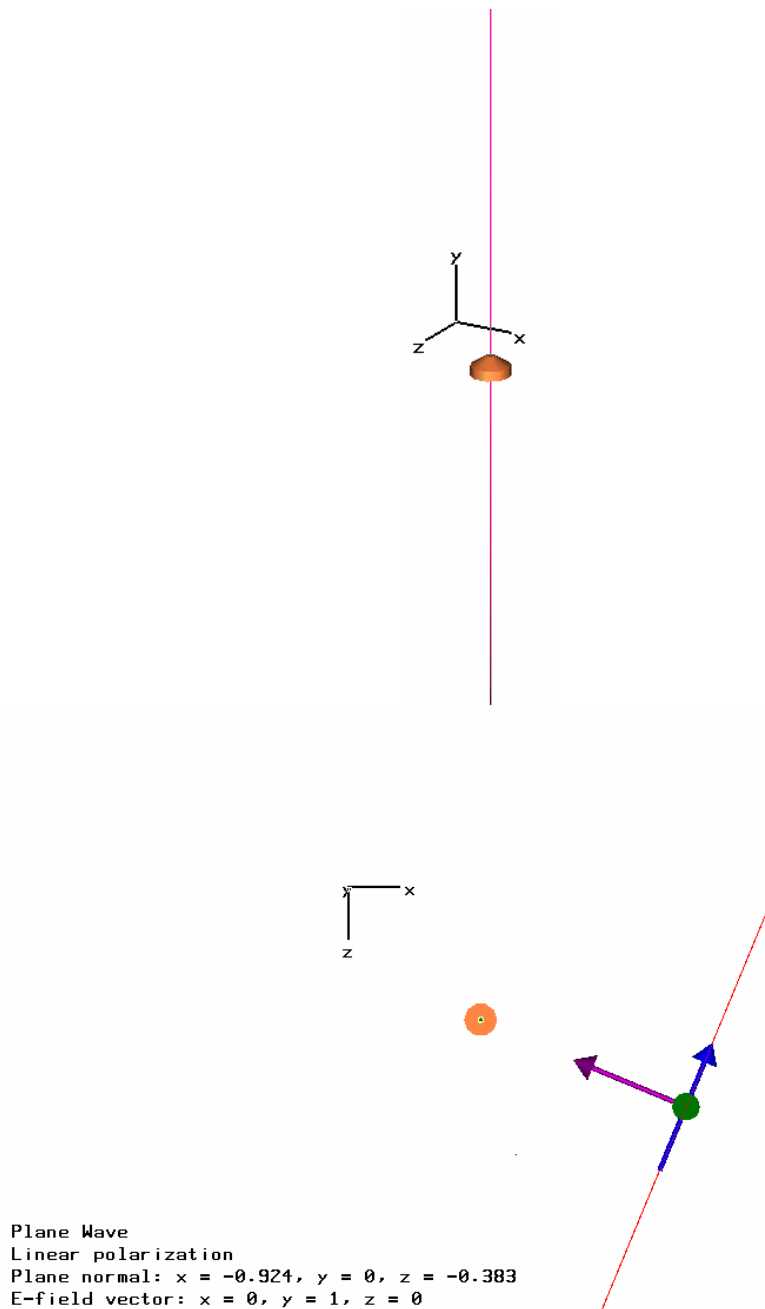
#### 4.3.3 APLICAÇÃO COM OS DADOS SIMULADOS PELO MÉTODO DA IMPEDÂNCIA MÚTUA DE RECEPÇÃO EM UM CONJUNTO DE MONOPOLOS SEM PARASITAS

Considerando novamente o cenário citado no item 4.1.2, todas as simulações foram realizadas de forma idêntica ao caso dos monopolos com parasitas, assim como todos os cálculos para a compensação do acoplamento mútuo e para a determinação do ângulo de chegada.

#### 4.4 RESULTADOS DAS COMPENSAÇÕES DO ACOPLAMENTO PARA VÁRIOS AZIMUTES

As primeiras simulações foram realizadas com dipolos por motivos já mencionados. Inicialmente, foi verificado o comportamento da tensão induzida nos terminais de um dipolo vertical (antena 1) na direção do eixo  $y$ , cujos terminais foram centrados no plano  $xz$ , mais

especificamente no ponto  $(R, \phi) = (1,5 \text{ m}, 45^\circ)$ , com a incidência de uma onda plana com polarização vertical no eixo  $y$  e azimute de  $22,5^\circ$  em relação ao eixo  $x$ .



**FIG.4.8** Vista em perspectiva do dipolo isolado e vista de cima da incidência da onda plana

Em seguida, um segundo dipolo (antena 2) foi posicionado de uma forma tal que gerasse um setor circular de  $45^\circ$  e raio  $1,5 \text{ m}$ , sendo o sinal incidido pelo mesmo ângulo anterior.

Nesta simulação, pretendia-se descobrir como a tensão nos terminais do dipolo isolado mudaria com a presença de uma segunda antena. Além disso, pretendia-se extrair o ângulo de chegada a partir dos valores das fases dos sinais nos terminais das antenas e calcular o erro associado. Após realizar esta simulação, foi observado um pequeno aumento na amplitude da tensão induzida na antena 1 e uma pequena diferença de fase, em relação ao caso com a antena isolada, sendo esta última mostrada na TAB. 4.1. Para verificar a coerência dos procedimentos realizados até então e verificar se a mudança no azimute do sinal incidente poderia provocar variações consideráveis no erro do ângulo de chegada, foi repetida a simulação com dois dipolos para um ângulo de incidência de 30°. Por ser tratar de um conjunto com antenas omnidirecionais, a pequena mudança no azimute não gerou mudança na amplitude das tensões recebidas pelas antenas em relação ao caso com azimute 22,5°. No entanto, as fases das tensões simuladas para este novo azimute resultaram em valores diferentes, acompanhando a variação do ângulo de chegada do sinal, conforme pode ser visto nos casos 1 e 2 da TAB. 4.2. A fim de verificar a correção nos procedimentos de simulação, os resultados das diferenças de fase simuladas foram comparados com os valores de diferença de fase calculados analiticamente, conforme mostrado na TAB. 4.3.

**TAB. 4.1 Comparação entre as fases na antena 1 nos casos onde está isolada e acompanhada da antena 2**

| f (MHz) | antena 1 isolada | antena 1 acompanhada | diferença |
|---------|------------------|----------------------|-----------|
| 40      | -118,93°         | -119,96°             | 1,03°     |
| 45      | -84,9°           | -85,77°              | 0,87°     |
| 50      | -51,32°          | -51,55°              | 0,23°     |
| 55      | -18,82°          | -19,93°              | 1,11°     |
| 60      | -347,78°         | -341,34°             | 6,44°     |

**TAB. 4.2** Diferenças de fase entre as antenas 1 e 2 calculadas analiticamente e pelo CST

| f (MHz) | caso 1    |        | caso 2    |        | caso 3    |        | caso 4    |        |
|---------|-----------|--------|-----------|--------|-----------|--------|-----------|--------|
|         | calculado | CST    | calculado | CST    | calculado | CST    | calculado | CST    |
| 40      | 50,4°     | 51,71° | 47,72°    | 48,49° | 50,4°     | 54,56° | 47,72°    | 51,38° |
| 45      | 57,6°     | 58,76° | 53,66°    | 55,1°  | 57,6°     | 62,72° | 53,66°    | 59,99° |
| 48      | 61,2°     | 63,38° | 57,28°    | 59,43° | 61,2°     | 67,65° | 57,28°    | 65,84° |
| 50      | 63°       | 66,7°  | 59,65°    | 62,56° | 63°       | 70,83° | 59,65°    | 70,03° |
| 52      | 66,6°     | 70,27° | 62,03°    | 65,93° | 66,6°     | 73,84° | 62,03°    | 74,42° |
| 55      | 70,2°     | 76,24° | 65,68°    | 71,59° | 70,2°     | 77,81° | 65,68°    | 81,24° |
| 60      | 75,6°     | 88,49° | 71,59°    | 83,35° | 75,6°     | 82°    | 71,59°    | 92,34° |

caso 1: 2 dipolos,  $R = 1,5m$ ,  $(\theta, \phi) = (90^\circ, 45^\circ)$  e  $(90^\circ, 90^\circ)$ , azimute =  $-22,5^\circ$

caso 2: 2 dipolos,  $R = 1,5m$ ,  $(\theta, \phi) = (90^\circ, 45^\circ)$  e  $(90^\circ, 90^\circ)$ , azimute =  $30^\circ$

caso 3: 3 dipolos,  $R = 1,5m$ ,  $(\theta, \phi) = (90^\circ, 45^\circ)$ ,  $(90^\circ, 90^\circ)$  e  $(90^\circ, 135^\circ)$ , azimute =  $-22,5^\circ$

caso 4: 3 dipolos,  $R = 1,5m$ ,  $(\theta, \phi) = (90^\circ, 45^\circ)$ ,  $(90^\circ, 90^\circ)$  e  $(90^\circ, 135^\circ)$ , azimute =  $30^\circ$

**TAB. 4.3** Erros absoluto e relativo entre as diferenças de fase calculada e medida para cada caso simulado

| f (MHz) | caso 1   |          | caso 2   |          | caso 3   |          | caso 4   |          |
|---------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
|         | erro abs | erro rel | erro abs | erro rel | erro abs | erro rel | erro abs | erro rel |
| 40      | 1,31°    | 2,6%     | 0,77°    | 1,61%    | 4,16°    | 8,25%    | 3,66°    | 7,67%    |
| 45      | 1,16°    | 2,01%    | 1,44°    | 2,68%    | 5,12°    | 8,89%    | 6,33°    | 11,8%    |
| 48      | 2,18°    | 3,56%    | 2,15°    | 3,75%    | 6,45°    | 10,54%   | 8,56°    | 14,94%   |
| 50      | 3,7°     | 5,87%    | 2,91°    | 4,88%    | 7,83°    | 12,43%   | 10,38°   | 17,4%    |
| 52      | 3,67°    | 5,51%    | 3,9°     | 6,29%    | 7,24°    | 10,87%   | 12,39°   | 19,97%   |
| 55      | 6,04°    | 8,6%     | 5,91°    | 9%       | 7,61°    | 10,84%   | 15,56°   | 23,69%   |
| 60      | 1,89°    | 17,05%   | 11,76°   | 16,43%   | 6,4°     | 8,47%    | 20,75°   | 28,98%   |

Como o objetivo principal era analisar a influência do acoplamento mútuo sobre o resultado do ângulo de chegada, foi incluída mais uma antena no conjunto (antena 3), que passou a possuir dois setores de  $45^\circ$  e raio de 1,5 m, a fim de gerar um ambiente com mais acoplamento entre as antenas. Neste caso, foi observado um aumento ainda maior na tensão recebida pela antena 1, em relação aos casos da antena isolada e do conjunto de duas antenas. Além disso ocorreu uma variação de fase, em relação ao caso com duas antenas, conforme mostrado na TAB. 4.2 e na TAB. 4.3. Esperava-se que, pela geometria associada a este caso, a diferença de fase entre as antenas 1 e 2 fosse igual à diferença de fase entre as antenas 2 e 3. Esta simulação também foi repetida para o azimute de  $30^\circ$  para verificar a coerência dos resultados.

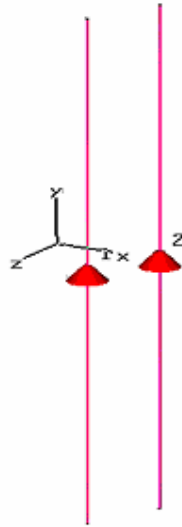
Verifica-se, pela TAB. 4.2 e pela TAB. 4.3, que a mudança no valor do azimute gera erros semelhantes nos valores de diferenças de fase entre as antenas 1 e 2. A inclusão de uma terceira antena no conjunto aumenta significativamente os erros nos valores das diferenças de fase, o que pode ser atribuído ao maior acoplamento mútuo entre as antenas.

Como os resultados encontrados até então indicavam uma influência do acoplamento mútuo entre as antenas, tal efeito foi analisado a partir das simulações dos parâmetros  $S$  associados ao conjunto de antenas. Inicialmente, esta análise foi feita para o conjunto de dois dipolos, formando um setor de  $45^\circ$ , para, em seguida, ser realizada para o conjunto de três dipolos e proporcionar uma comparação entre ambos os casos. Analisando os resultados desta última simulação, notou-se que, pelo fato das antenas 1 e 3 enxergarem o mesmo meio, seus parâmetros de acoplamento foram iguais. Foi observada, ainda, uma redução no valor da perda de retorno da antena 1 e um aumento no valor da perda de retorno da antena 2 após a inclusão da antena 3 no conjunto. A intensidade do acoplamento entre as antenas 1 e 2 não apresentou grande variação entre os casos sem e com a antena 3. Além disso, pela simetria do cenário enxergado pela antena 2, o acoplamento entre as antenas 1 e 2 apresentou valores iguais ao acoplamento entre as antenas 2 e 3. Já o acoplamento entre as antenas 1 e 3 apresentou valores mais baixos, devido à maior distância entre as mesmas.

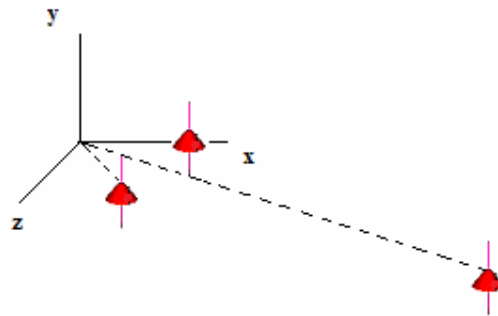
Seguindo a análise do acoplamento mútuo entre as antenas, foram feitas simulações de tensões análogas às anteriores com distâncias cada vez maiores entre as antenas, a fim de verificar se o acoplamento entre as mesmas diminuiria com a distância conforme era esperado.

Portanto, foram feitas simulações em um conjunto de 2 dipolos formando um setor circular de 45° e raio de 10 m e, em seguida, formando um setor circular de 45° e raio de 50 m. Foi observado que, para o raio de 10 m, a tensão em uma das antenas já era bem próxima da encontrada na simulação do dipolo isolado e, para o raio de 50 m, tais tensões já eram praticamente idênticas, de modo que o efeito do acoplamento diminuiu conforme esperado.

O próximo passo realizado foi a simulação dos parâmetros  $S$  associados ao conjunto de dois dipolos para uma distância entre as antenas bem menor que meio comprimento de onda (neste caso  $d = 0.5$  m e  $\lambda_0 = 6$  m). Os objetivos destes testes foram verificar a dependência dos parâmetros  $S$  com o ângulo de chegada quando as antenas do conjunto estavam próximas ( $d \ll \lambda/2$ ) e verificar se havia interação entre as antenas do conjunto e mudança nos parâmetros  $S$  ao excitar apenas uma terceira porta em campo distante. Para cumprir tais objetivos, a terceira antena, que funcionou como fonte em campo distante, foi posicionada de uma forma simétrica às antenas do conjunto na primeira simulação e assimétrica na simulação seguinte, como forma de variar o ângulo de chegada do sinal incidente no conjunto, a uma distância de 50 m. Os sistemas dos dois dipolos isolados e com a presença da terceira antena são mostrados na FIG.4.9 e na FIG.4.10, respectivamente. Foram realizadas, então, simulações onde as três portas (“*S-Parameter Port*”) funcionaram como fontes (uma por vez) e onde apenas a porta da antena em campo distante funcionou como fonte. O objetivo destas últimas simulações foi verificar se era possível determinar os parâmetros  $S$  associados ao conjunto de antenas devido somente ao sinal incidente, ou seja, que não fossem decorrentes dos sinais excitados pelas próprias antenas do conjunto.



**FIG.4.9** Visualização do conjunto de 2 dipolos no CST STUDIO SUITE



**FIG.4.10** Visualização do conjunto de 2 dipolos com uma fonte em campo distante

Observando os resultados destas últimas simulações, percebeu-se que, ao excitar apenas a porta da antena mais distante (antena 3), a relação entre as antenas 1 e 3 e entre as antenas 2 e 3 permaneceu inalterada em relação ao caso onde todas as portas foram excitadas. Portanto, não foi possível separar a parcela do sinal que excitou a antena 1 ou 2 devido ao sinal gerado pela antena 3 daquela que as excitou via acoplamento entre si.

Além disso, foi observado que a variação angular do transmissor e, conseqüentemente, da frente de onda incidente, não gerou variações significativas nos parâmetros  $S$  associados às antenas do conjunto. Isto se deve ao fato de que, de acordo com as informações sobre as portas do tipo “*S-Parameter*”, contidas no manual de operação do CST STUDIO SUITE, não é possível encontrar tais parâmetros baseado em uma onda incidente, mas sim em sinais

transmitidos por cada uma das portas. Portanto, para encontrar os parâmetros  $S$  de um conjunto, basta simular o mesmo isoladamente, ou seja, sem o transmissor em campo distante.

Este procedimento é válido para o caso de conjuntos transmissores, no entanto, tais parâmetros  $S$  não representam fielmente o efeito do acoplamento mútuo para um conjunto receptor. Isto se deve ao fato de que, no caso receptor, todas as portas nos terminais das antenas devem ser cargas passivas e as relações de potência entre as portas devem ser decorrentes de tensões induzidas em tais cargas por uma onda incidente. O que ocorre na simulação do acoplamento em um conjunto por parâmetros  $S$  é que, no cálculo de cada coluna da matriz, só é considerada uma fonte, ou seja, apenas uma porta excita a antena enquanto as demais dissipam a energia recebida. Ao contrário, quando os parâmetros de acoplamento são determinados com base em uma onda incidente, todas as portas possuem tensões induzidas que são resultado da soma de uma parcela decorrente do sinal incidente com outras parcelas acopladas, de modo que as relações entre as portas levam em consideração o sinal gerado por todas as portas simultaneamente.

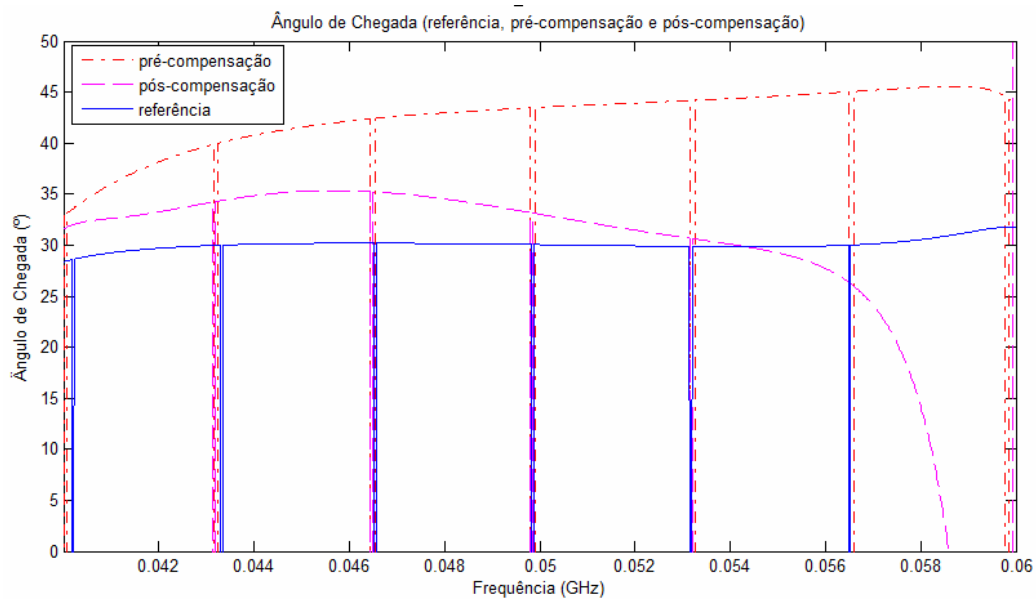
Por estas razões, sugere-se que a compensação do acoplamento mútuo no caso deste trabalho, onde o foco é um conjunto de antenas receptoras, seja realizada utilizando outro método que não utilize parâmetros  $S$ , já que a simulação fiel da realidade não é possível.

Como forma de verificar se o método usando parâmetros  $S$  não funcionaria bem para o caso de um conjunto receptor, foram realizadas duas simulações para determinar as tensões induzidas para ângulos de chegada de  $30^\circ$  e  $25^\circ$ . Para estas simulações, foi utilizado o mesmo conjunto de dois dipolos formando um setor de  $45^\circ$ . Em seguida, foram determinados os parâmetros  $S$  associados ao conjunto e ambos os resultados foram aplicados no método de compensação já apresentado que utiliza parâmetros  $S$ . O resultado desta compensação pode ser visualizado na FIG.4.11 e na FIG.4.12.

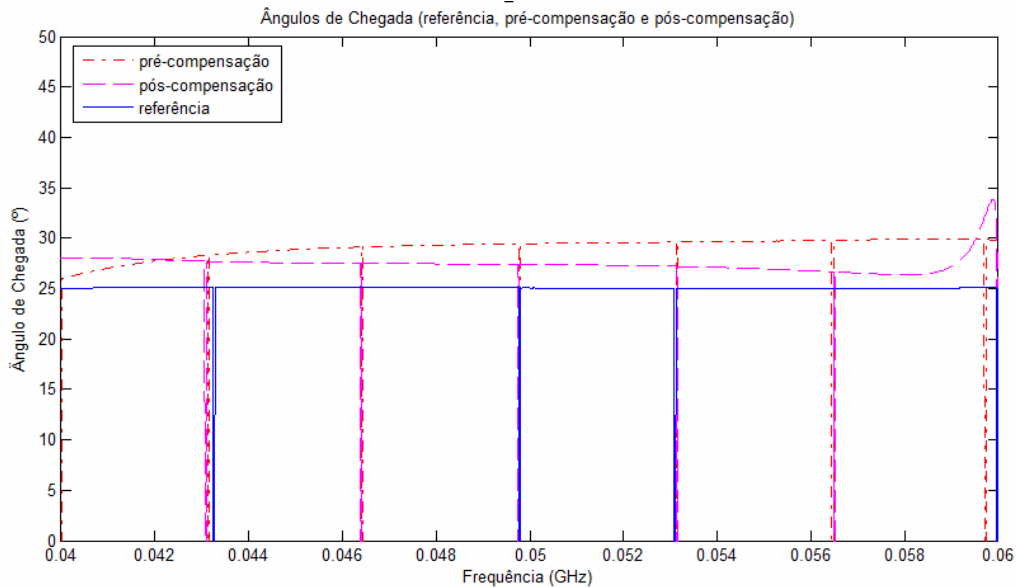
Para obter as curvas de referência (FIG.4.11 a FIG.4.16 e FIG.4.23 a FIG.4.26), cada antena do conjunto foi simulada isoladamente. Em seguida, foram obtidas as fases das tensões das antenas isoladas e foi efetuada a comparação de fase para determinar o ângulo de chegada. Conforme era esperado, determinando o ângulo de chegada desta forma, exclui-se o efeito do



acoplamento mútuo e o erro em relação ao valor do ângulo de chegada real foi decorrente apenas de erros numéricos.



**FIG.4.11** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método do parâmetro  $S$ , em um setor de  $45^\circ$ , para um azimute de  $30^\circ$



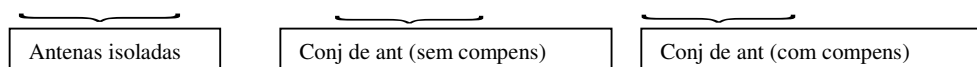
**FIG.4.12** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método do parâmetro  $S$ , em um setor de  $45^\circ$ , para um azimute de  $25^\circ$

Uma análise quantitativa da compensação do acoplamento mútuo utilizando parâmetros  $S$  foi feita a partir da TAB. 4.4. Nela foram expressos os resultados dos azimutes calculados

para o sinal incidente, antes e após a aplicação do método de compensação, a partir da comparação das fases dos sinais recebidos pelas antenas do conjunto de 2 dipolos. Na mesma tabela, foram expressos os resultados dos azimutes calculados quando as tensões foram determinadas em cada antena isolada, ou seja, sem acoplamento mútuo, como forma de gerar uma referência para a análise dos resultados com acoplamento. Os dipolos foram ajustados para comprimentos e raios compatíveis com o valor da impedância de entrada ( $\cong 70 \Omega$ ), que, por sua vez, foi especificada como igual à impedância de normalização e de carga nos terminais, a fim de evitar a influência das reflexões por descasamento nos resultados. Neste caso, a onda plana incidente foi ajustada para incidir no conjunto por um azimute de  $30^\circ$ .

**TAB. 4.4** Análise quantitativa da compensação do acoplamento mútuo utilizando parâmetros  $S$  para um azimute de  $30^\circ$

| Frequência (MHz) | Diferença de fase ( $^\circ$ ) | azimute ( $^\circ$ ) | Diferença de fase ( $^\circ$ ) | azimute ( $^\circ$ ) | Diferença de fase ( $^\circ$ ) | azimute ( $^\circ$ ) |
|------------------|--------------------------------|----------------------|--------------------------------|----------------------|--------------------------------|----------------------|
| 40               | -1,95                          | 28,59                | -3,55                          | 33,64                | -1,89                          | 28,41                |
| 42               | -2,03                          | 28,54                | -3,55                          | 33,11                | -1,48                          | 26,90                |
| 44               | -2,15                          | 28,61                | -4,32                          | 34,85                | -1,33                          | 26,27                |
| 45               | -2,23                          | 28,70                | -5,10                          | 36,79                | -1,48                          | 26,61                |
| 45.5             | -2,28                          | 28,77                | -5,56                          | 37,93                | -1,60                          | 26,89                |
| 46               | -2,32                          | 28,81                | -6,04                          | 39,11                | -1,75                          | 27,25                |
| 48               | -2,53                          | 29,09                | -7,99                          | 43,75                | -2,42                          | 28,80                |
| 50               | -2,72                          | 29,30                | -9,25                          | 46,26                | -2,77                          | 29,43                |
| 56               | -3,18                          | 29,60                | -8,12                          | 40,91                | -1,98                          | 26,92                |
| 60               | -3,42                          | 29,63                | -6,99                          | 37,20                | -1,20                          | 25,00                |



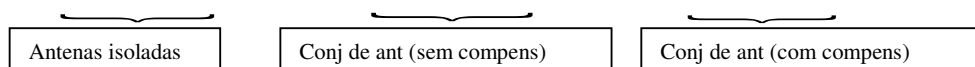
É possível observar que, após a aplicação do método de compensação, foram obtidos valores de azimute bem mais próximos dos valores de referência. Porém, a compensação ainda apresenta um erro que, dependendo da aplicação, pode não ser aceitável.

Uma segunda análise foi feita para o azimute de  $15^\circ$ , cujos resultados estão expressos na TAB. 4.5. É possível observar que, após a aplicação do método de compensação, foram

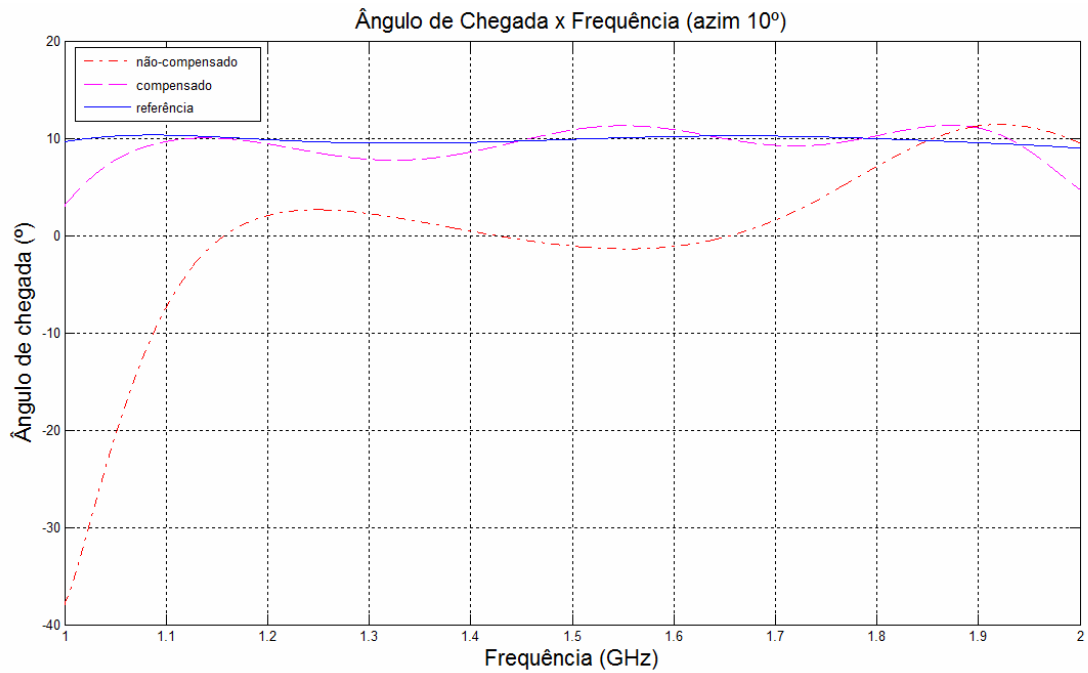
obtidos valores de azimute não tão próximos dos valores de referência quanto no caso onde o azimute é 30°.

**TAB. 4.5** Análise quantitativa da compensação do acoplamento mútuo utilizando parâmetros *S* para um azimute de 15°

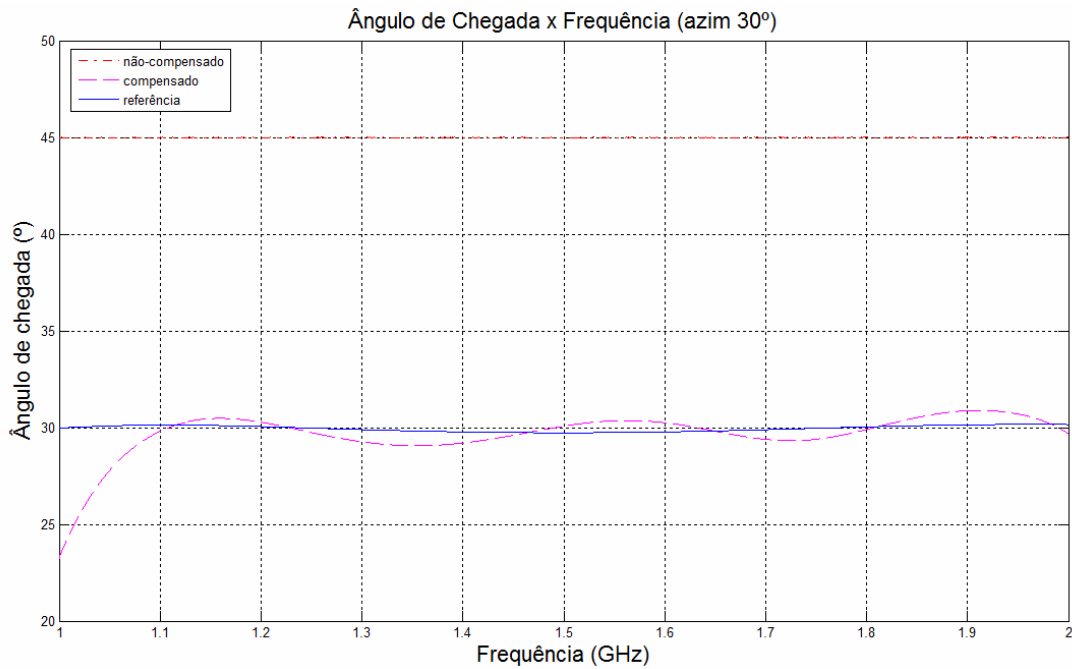
| Frequência (MHz) | Diferença de fase (°) | azimute (°) | Diferença de fase (°) | azimute (°) | Diferença de fase (°) | azimute (°) |
|------------------|-----------------------|-------------|-----------------------|-------------|-----------------------|-------------|
| 40               | 2,86                  | 13,54       | 3,82                  | 10,50       | 2,20                  | 15,62       |
| 42               | 3,03                  | 13,46       | 3,91                  | 10,80       | 1,86                  | 16,97       |
| 44               | 3,15                  | 13,53       | 4,75                  | 8,90        | 1,76                  | 17,50       |
| 45               | 3,18                  | 13,65       | 5,53                  | 6,98        | 1,91                  | 17,20       |
| 45.5             | 3,20                  | 13,69       | 5,98                  | 5,87        | 2,01                  | 16,98       |
| 46               | 3,21                  | 13,76       | 6,46                  | 4,69        | 2,13                  | 16,71       |
| 48               | 3,25                  | 14,02       | 8,29                  | 0,41        | 2,60                  | 15,73       |
| 50               | 3,29                  | 14,26       | 9,37                  | -1,59       | -3,57                 | 31,45       |
| 56               | 3,55                  | 14,57       | 8,02                  | 4,33        | 1,80                  | 18,49       |
| 60               | 3,80                  | 14,57       | 6,86                  | 8,08        | 1,11                  | 20,19       |



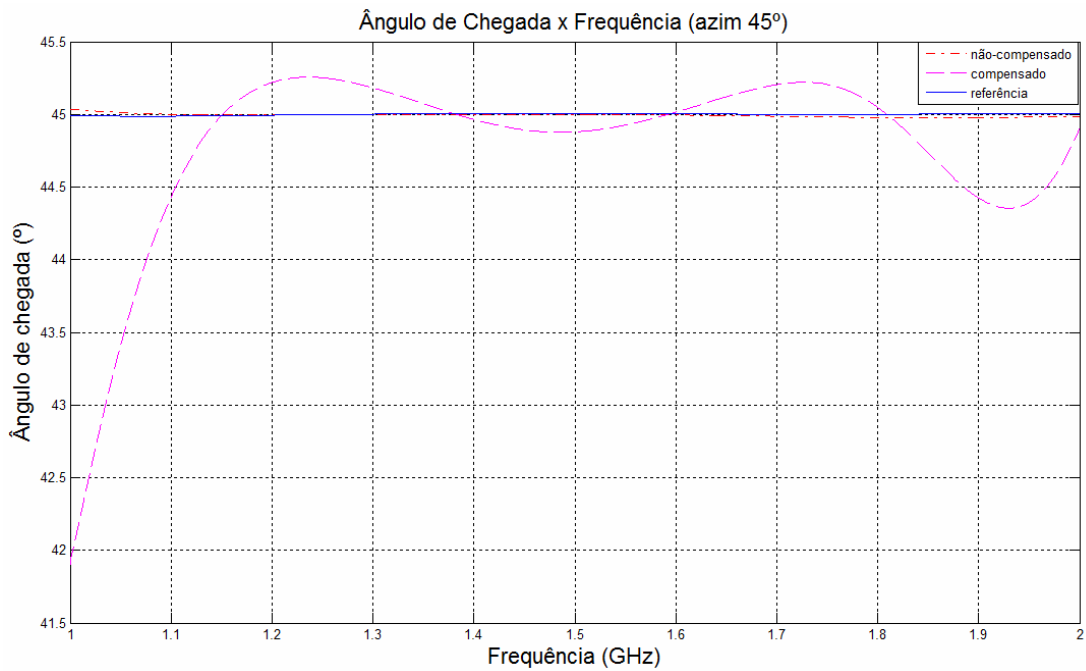
Aplicando o método da impedância mútua de recepção, foram encontrados resultados de ângulo de chegada mais precisos, após a compensação do acoplamento mútuo, conforme pode ser visto da FIG.4.13 à FIG.4.16, onde a análise foi feita para os azimutes 10°, 30°, 45° e 70°. Nestes casos, foi utilizado o conjunto de monopolos com parasitas cônicos nas simulações das tensões induzidas no CST STUDIO SUITE.



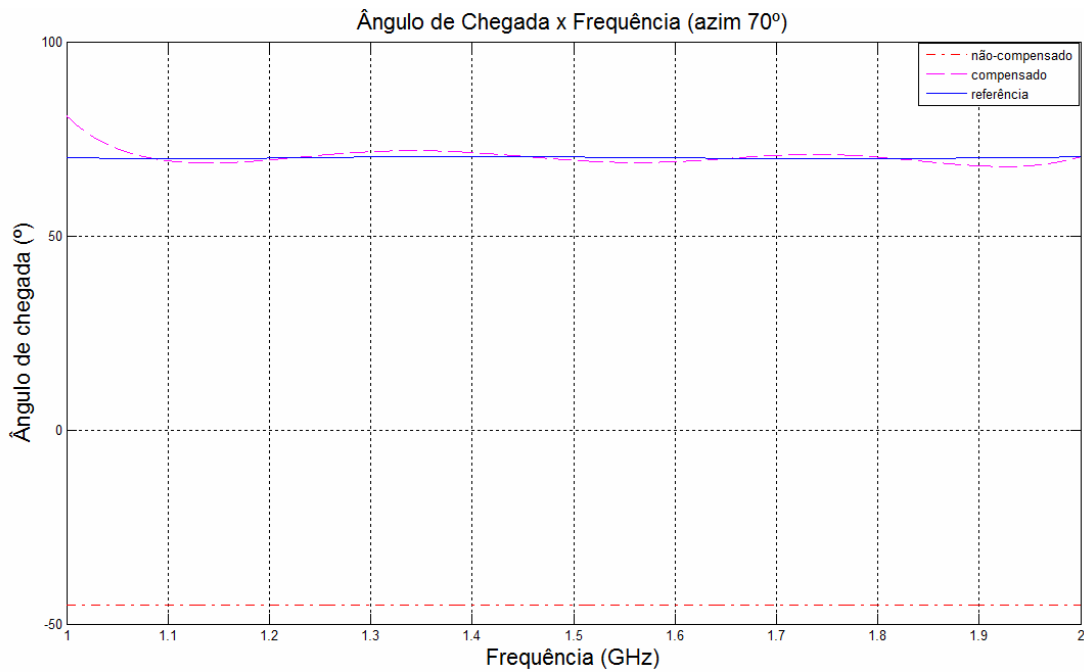
**FIG.4.13** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 10°



**FIG.4.14** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30°



**FIG.4.15** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 45°

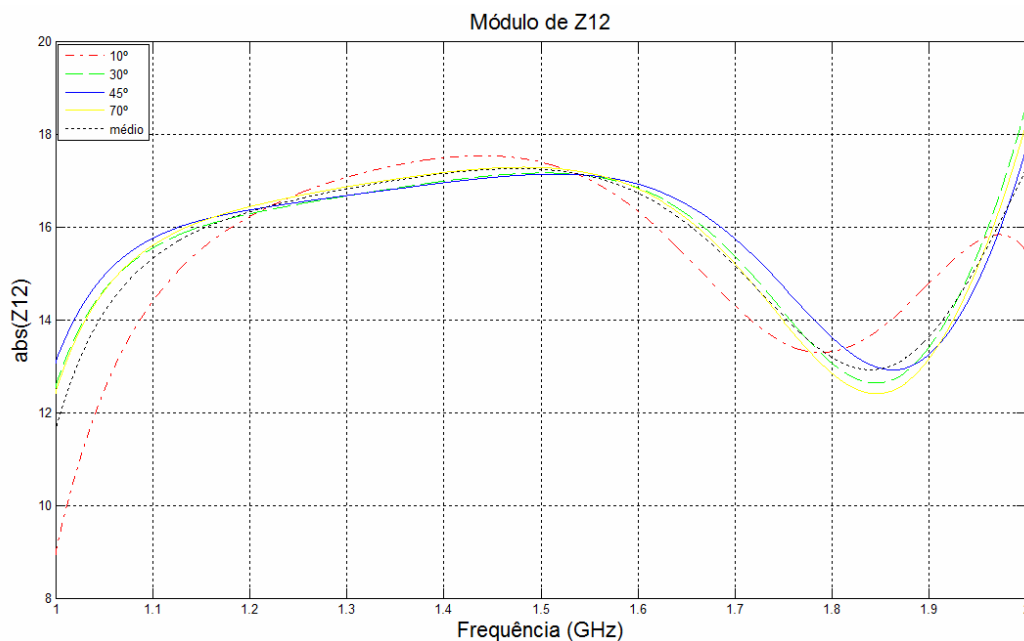


**FIG.4.16** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 70°

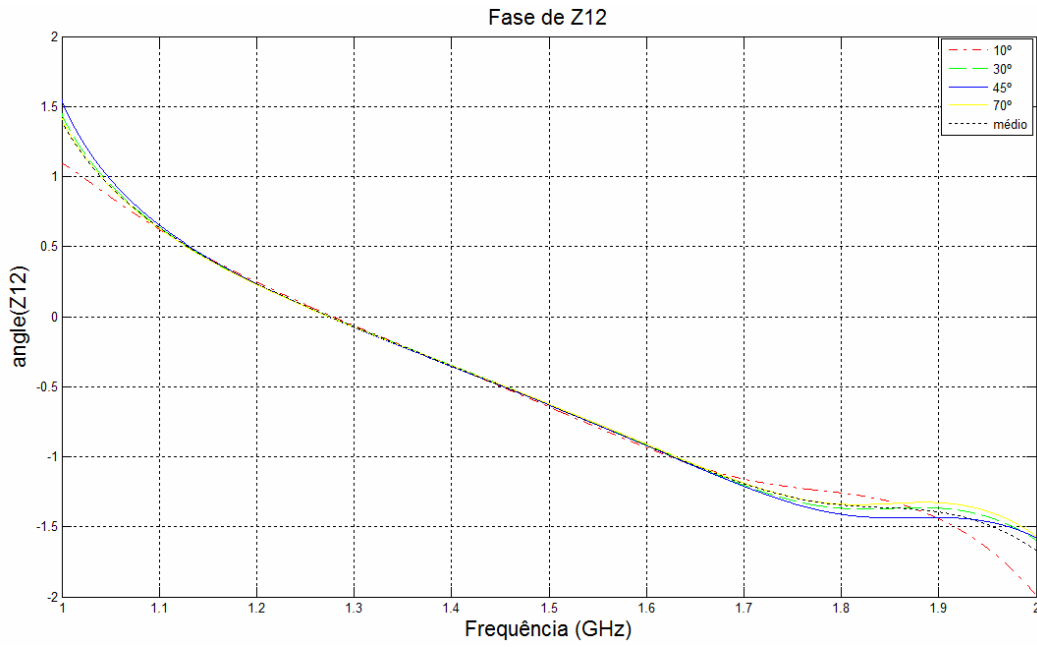
Pode ser observado que, nas extremidades da faixa de frequências, a compensação tornou-se menos eficiente. A fim de evitar tal problema, restringiu-se mais a faixa para a

região onde a perda de retorno nas antenas era melhor que 15 dB, sendo escolhidas as faixas de 1,4 a 1,8 GHz e de 2,5 a 3,5 GHz, visualizadas na FIG.4.2. No item 4.5, é possível visualizar um resumo destas simulações e verificar a influência da perda de retorno na determinação do ângulo de chegada, onde percebe-se que, quanto melhor é a perda de retorno na faixa de frequências de operação, melhor é a precisão dos resultados.

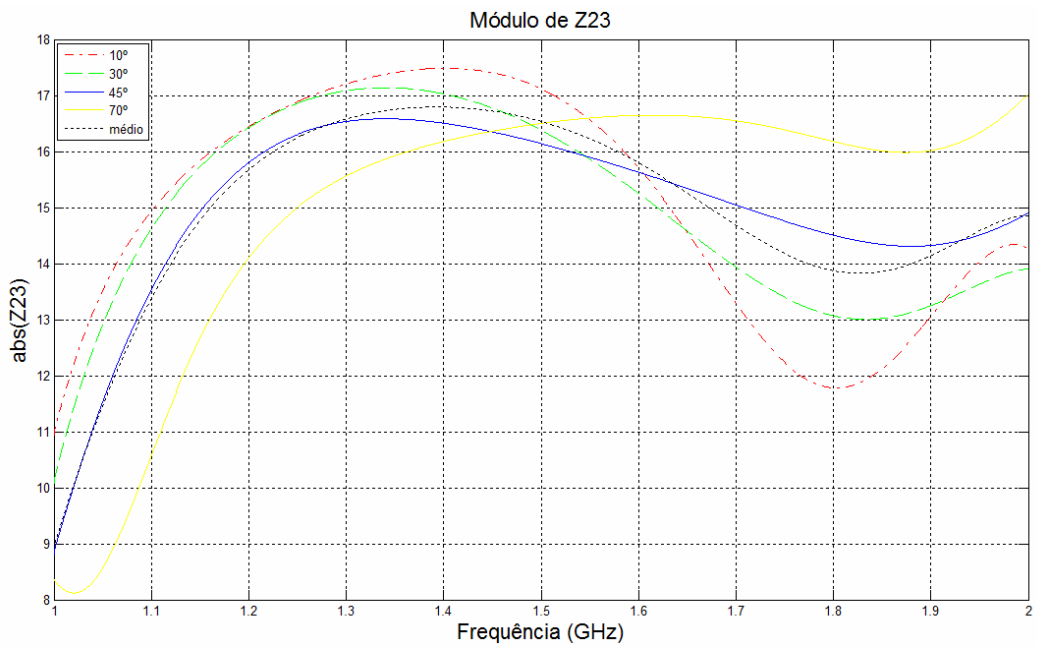
Uma idéia que surgiu durante o trabalho foi analisar as curvas de cada parâmetro de acoplamento do conjunto, no caso a impedância mútua de recepção, para vários azimutes diferentes, a fim de verificar se tais parâmetros variariam muito. A partir da FIG.4.17 à FIG.4.22, percebeu-se que o comportamento das curvas era parecido, de modo que o próximo passo foi analisar como era a eficiência da compensação utilizando o mesmo valor médio dos parâmetros de acoplamento para vários azimutes. Caso os resultados ainda possuíssem uma boa precisão, os parâmetros de acoplamento poderiam ser determinados apenas uma vez, já que, a partir de então, seriam utilizados os valores médios.



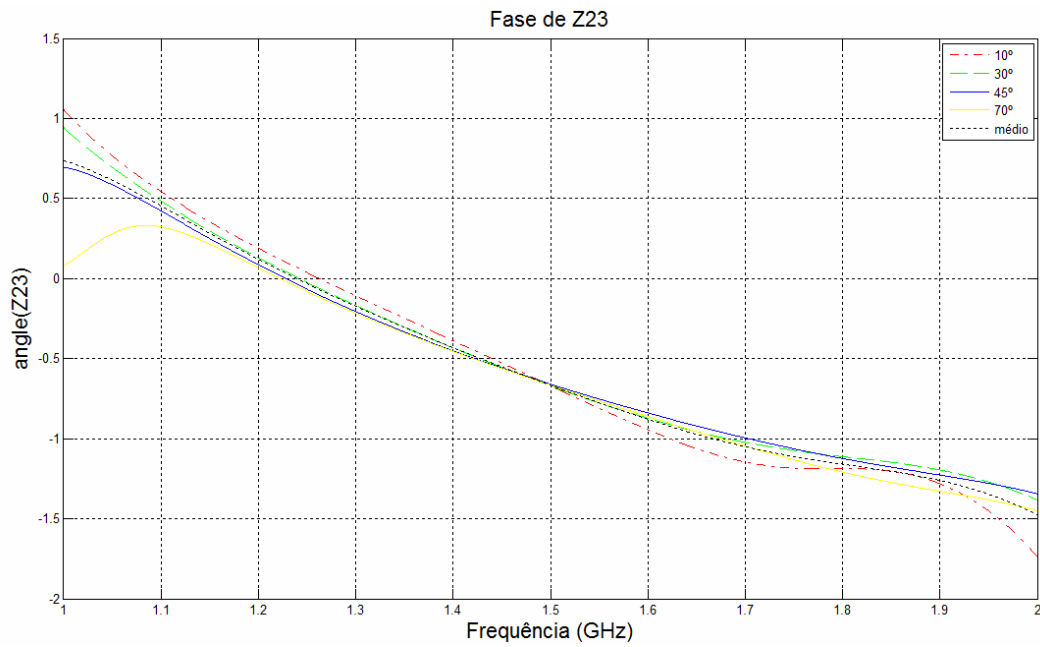
**FIG.4.17** Comparação entre as amplitudes do parâmetro  $Z_{12}$  para os azimutes  $10^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $70^\circ$  e o valor médio



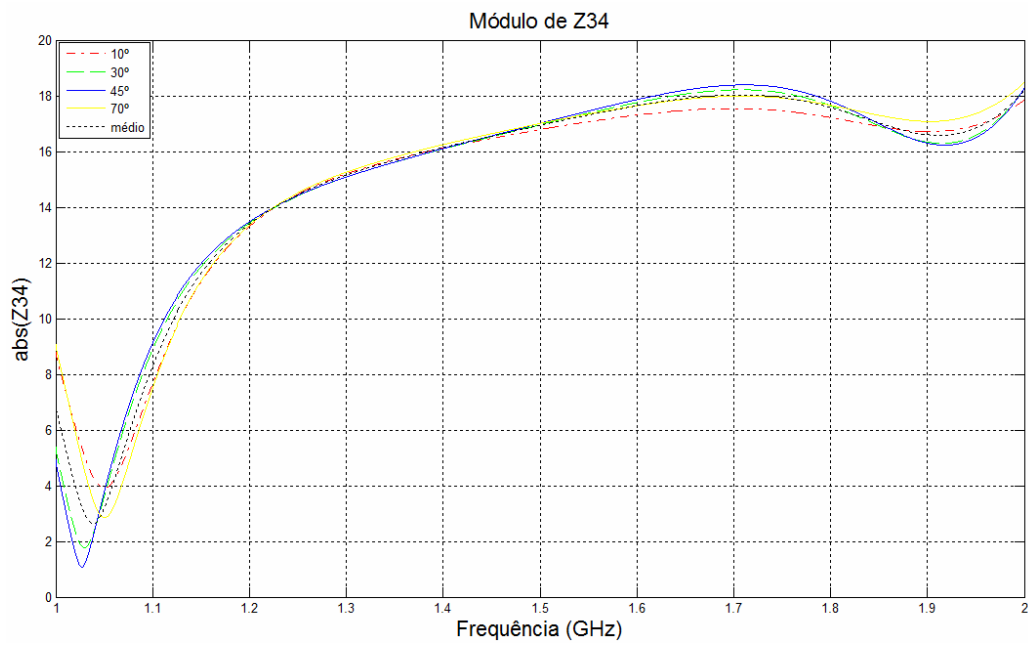
**FIG.4.18** Comparação entre as fases do parâmetro  $Z_{12}$  para os azimutes  $10^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $70^\circ$  e o valor médio



**FIG.4.19** Comparação entre as amplitudes do parâmetro  $Z_{23}$  para os azimutes  $10^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $70^\circ$  e o valor médio

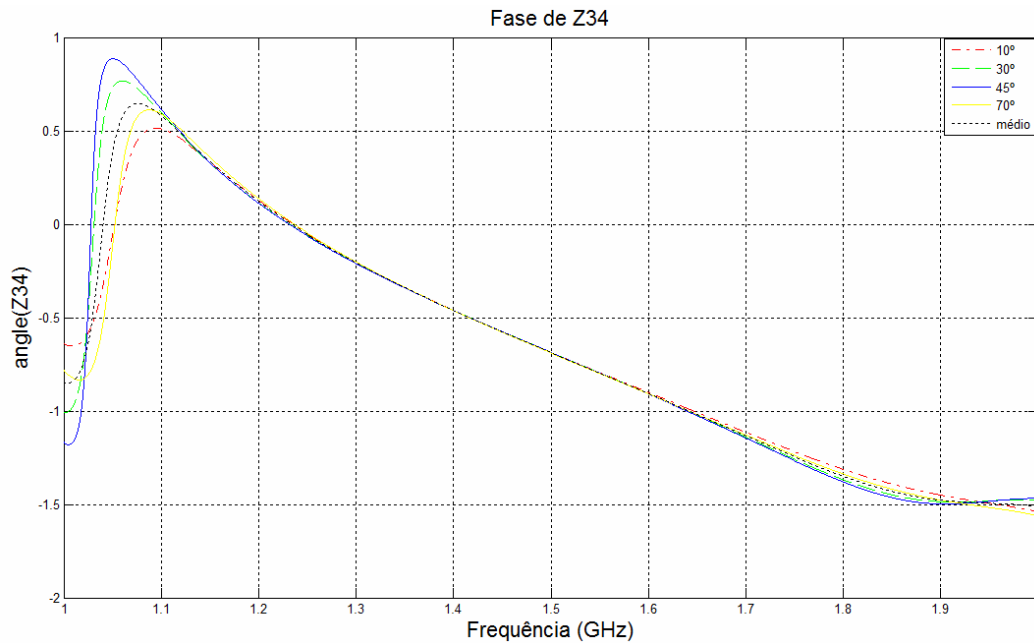


**FIG.4.20** Comparação entre as fases do parâmetro  $Z_{23}$  para os azimutes  $10^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $70^\circ$  e o valor médio



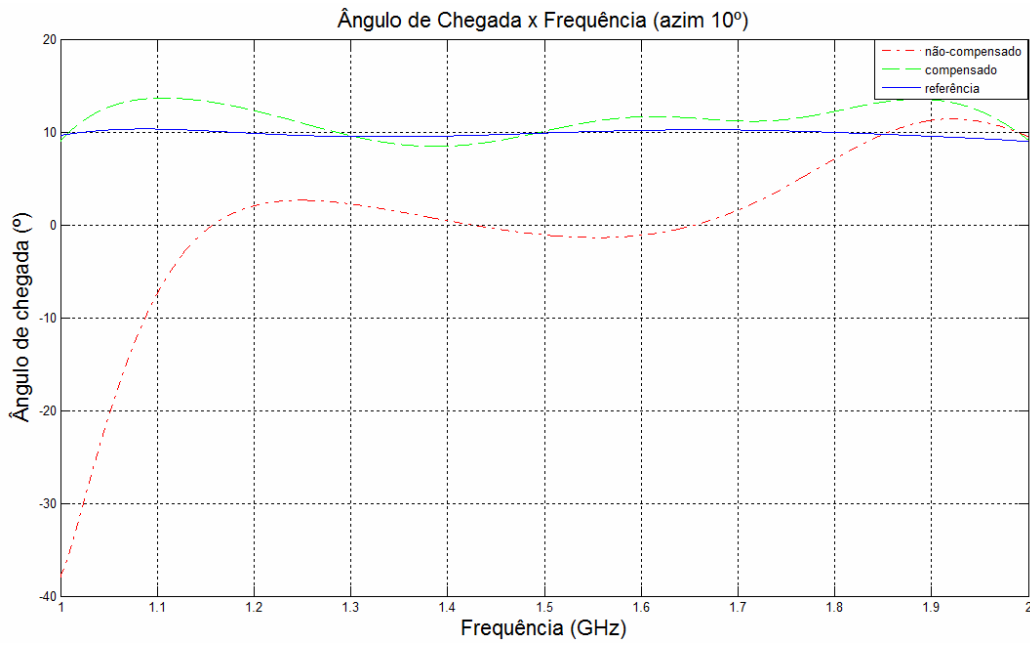
**FIG.4.21** Comparação entre as amplitudes do parâmetro  $Z_{34}$  para os azimutes  $10^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $70^\circ$  e o valor médio



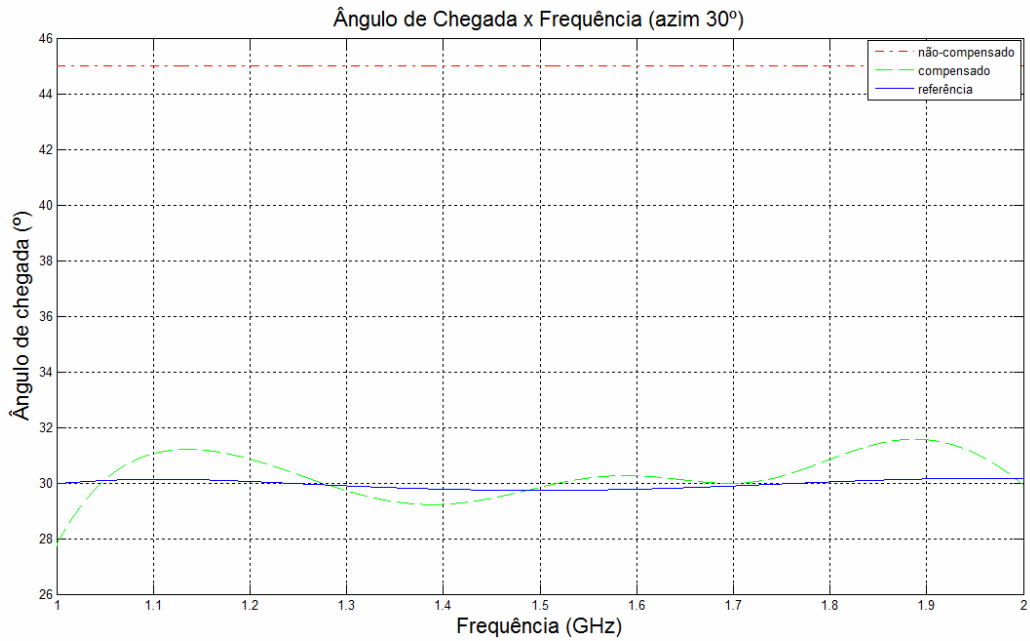


**FIG.4.22** Comparação entre as fases do parâmetro  $Z_{34}$  para os azimutes  $10^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $70^\circ$  e o valor médio

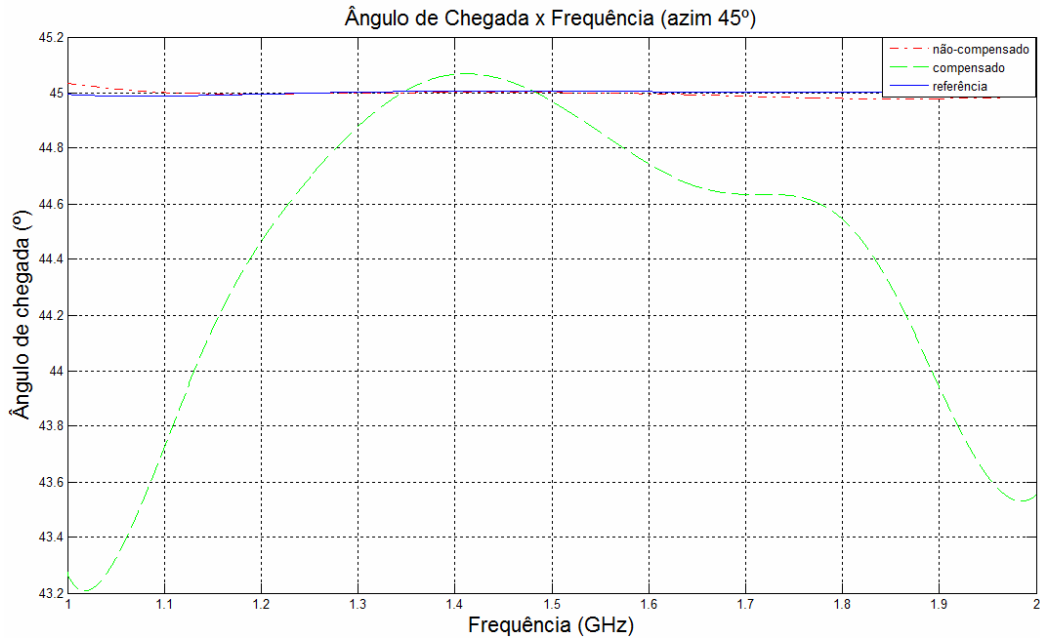
Percebeu-se que os gráficos dos valores médios dos parâmetros de acoplamento eram bastante semelhantes aos gráficos de cada parâmetro isolado. Neste caso, foram calculados valores médios dos parâmetros para 4 azimutes diferentes. Porém tal procedimento poderia ser realizado com um número maior de azimutes, a fim de verificar se a precisão seria maior e se os valores médios realmente poderiam ser utilizados para um azimute qualquer. Os resultados dos ângulos de chegada determinados, antes e após a compensação do acoplamento mútuo, utilizando os valores médios dos parâmetros de acoplamento, são mostrados da FIG.4.23 à FIG.4.26. Vale ressaltar que, na FIG.4.25, é possível observar que o resultado do ângulo de chegada sem a compensação do acoplamento mútuo foi melhor do que após ser realizada tal compensação. Isto se deve ao fato de que, para o azimute  $45^\circ$ , o sinal incide em um sistema totalmente simétrico, de modo que os acoplamentos entre as antenas cancelam-se entre si. Portanto, aplicando o método de compensação para o azimute  $45^\circ$ , são obtidos resultados próximos do esperado, porém com erros numéricos decorrentes da aplicação do método. Na FIG.4.25, observa-se que, apesar dos tais erros numéricos, o resultado do ângulo de chegada apresentou erro menor que  $2^\circ$  em relação ao valor de referência.



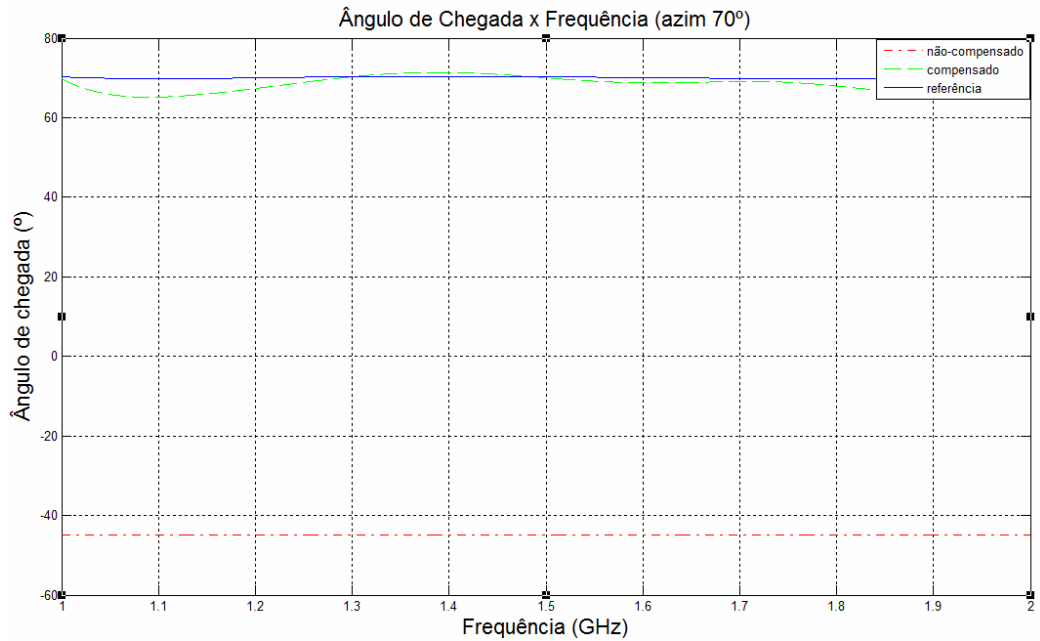
**FIG.4.23** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 10°, considerando os valores médios dos parâmetros  $Z$



**FIG.4.24** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30°, considerando os valores médios dos parâmetros  $Z$



**FIG.4.25** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 45°, considerando os valores médios dos parâmetros  $Z$



**FIG.4.26** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 70°, considerando os valores médios dos parâmetros  $Z$

A partir da comparação destes últimos resultados com aqueles da FIG.4.13 à FIG.4.16, foi observado que os resultados da compensação de acoplamento mútuo continuaram bons

com a utilização dos valores médios dos parâmetros de acoplamento. Naturalmente, foram mais precisos utilizando o parâmetro de acoplamento específico de cada azimute, conforme esperado. Portanto, deve-se analisar o nível de precisão necessário para cada caso antes de decidir se é possível trabalhar com os valores médios e economizar tempo nas simulações ou nas medidas de ângulos de chegada com compensação do acoplamento mútuo. A vantagem do procedimento proposto é que tudo é feito durante o processo de simulação.

A fim de fornecer subsídios para as conclusões sobre a eficiência do método de compensação da impedância mútua de recepção, foram visualizados parâmetros estatísticos, como a média e o erro RMS, relacionados aos resultados encontrados para o ângulo de chegada nos vários casos simulados. Para o cálculo de tais parâmetros, foram utilizadas as expressões:

$$erro\_RMS = \sqrt{\frac{1}{N_{am}} \sum_{i=1}^{N_{am}} (X_i - \mu)^2} \quad (4.1)$$

$$media = \sqrt{\frac{1}{N_{am}} \sum_{i=1}^{N_{am}} X_i} = \sqrt{\mu} \quad (4.2)$$

onde  $N_{am}$  é o número de amostras extraídas do gráfico do ângulo de chegada para cada azimute considerado. Neste trabalho, foram utilizadas 1001 amostras.

No caso do monopolo com parasita cônico, os resultados para a média e o erro RMS para os vários azimutes e faixas de frequências simulados são mostrados na TAB. 4.6. Como referência para os resultados apresentados, LIPSKY (2004) afirma que 2° de RMS parece ser um limite aceitável para a precisão dos sistemas de DF. Todos os resultados apresentados foram melhores do que esta referência.

As faixas 1,4 a 1,8 GHz e 2,5 a 3,5 GHz foram aquelas que apresentaram os melhores resultados na compensação do acoplamento mútuo, já que são as faixas com menores perdas de retorno da antena com parasita cônico.

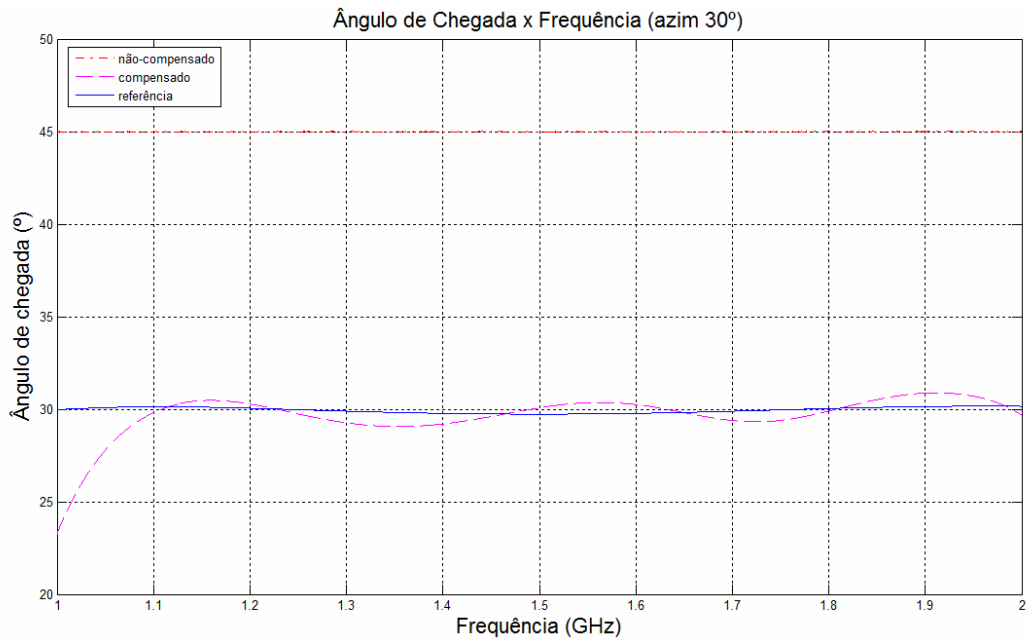
**TAB. 4.6 Média e erro\_RMS dos resultados dos ângulos de chegada após a compensação**

| Frequência    | Azimute | Média  | erro_RMS |
|---------------|---------|--------|----------|
| 1,0 a 2,0 GHz | 10°     | 9,33°  | 1,54°    |
|               | 30°     | 29,68° | 1,11°    |
|               | 45°     | 44,79° | 0,60°    |
|               | 70°     | 70,25° | 1,84°    |
| 1,4 a 1,8 GHz | 30°     | 29,99° | 0,07°    |
| 2,5 a 3,5 GHz | 30°     | 30,09° | 0,19°    |

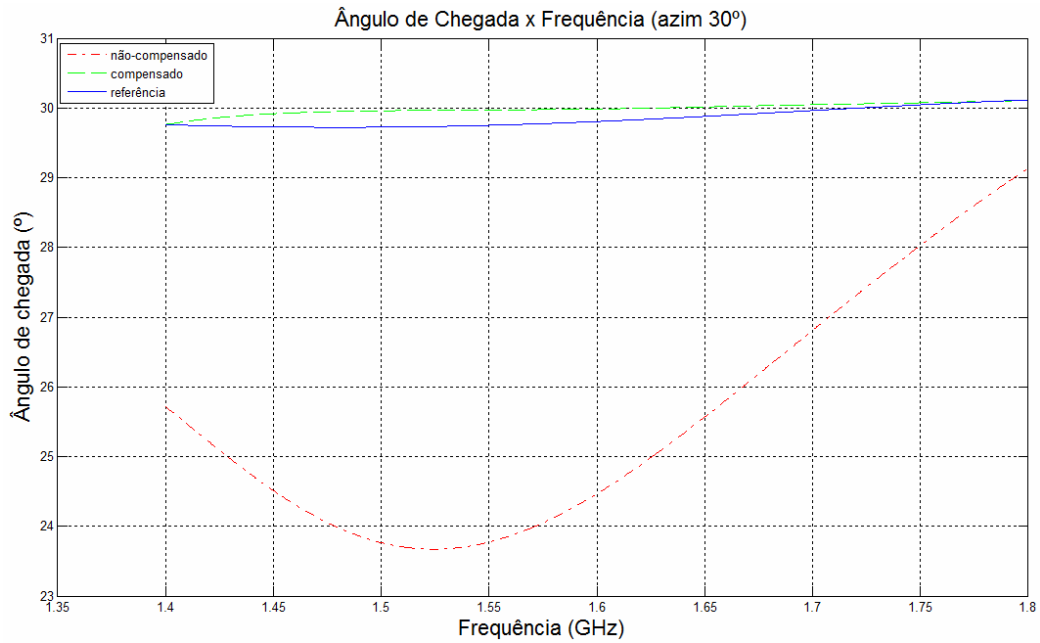
No caso do monopolo sem parasita, os resultados para a média e o erro RMS foram determinados apenas para o azimute 30° e na faixa de 673 a 758 MHz, já que outras simulações para vários azimutes e faixas de frequências diferentes foram exploradas no caso anterior e, pelos resultados obtidos, não resultariam em novas informações úteis. Além disso, o monopolo simples apresentou boa perda de retorno (melhor que 15 dB) apenas na faixa mencionada. Neste caso, portanto, foram encontrados uma média de 26,39° e um erro RMS de 0,74°.

#### 4.5 INFLUÊNCIA DA PERDA DE RETORNO EM ANTENAS PARA O RESULTADO DO ÂNGULO DE CHEGADA

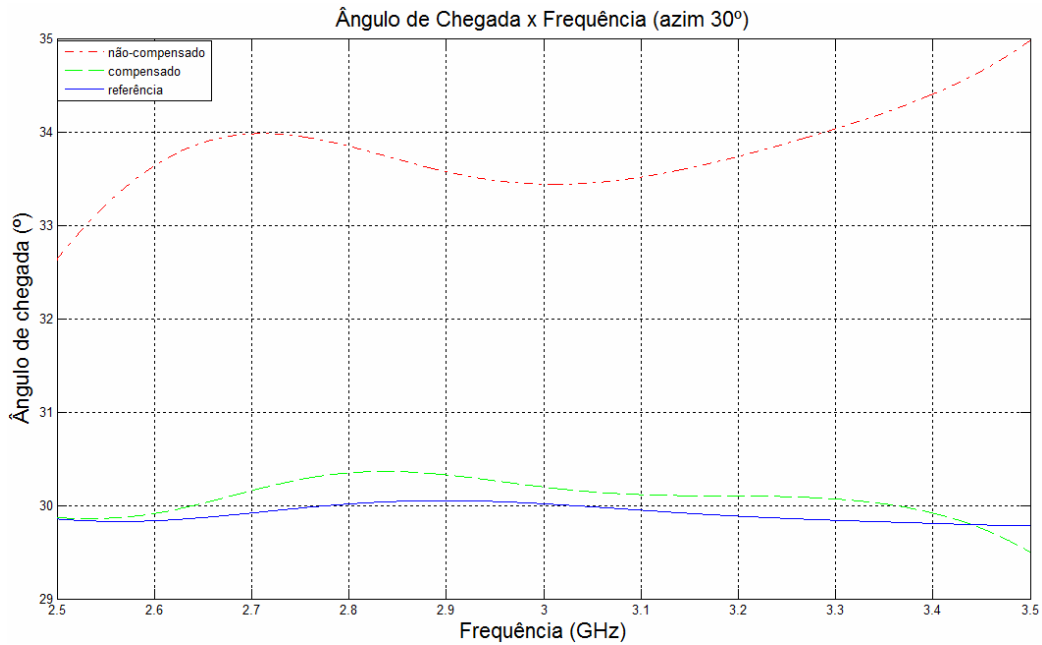
Conforme mencionado, suspeitava-se que as faixas de frequências da antena com as piores perdas de retorno influenciavam negativamente nos resultados do ângulo de chegada. Desta forma, foram realizadas simulações em faixas de frequências de diferentes larguras, a fim de comparar resultados e confirmar tal suspeita. Mais especificamente, utilizando monopolos com parasitas cônicos, foram realizadas simulações nas faixas 1,0 a 2,0 GHz, 1,4 a 1,8 GHz e 2,5 a 3,5 GHz. A segunda e a terceira faixas foram as que apresentavam melhor perda de retorno, no caso melhor que 15 dB. Os resultados das simulações realizadas para a determinação do ângulo de chegada, com e sem a compensação do acoplamento mútuo, em todas as faixas mencionadas, para um azimute esperado de 30°, são mostrados da FIG.4.27 à FIG.4.29.



**FIG.4.27** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30°, na faixa de 1 a 2 GHz



**FIG.4.28** Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30°, na faixa de 1,4 a 1,8 GHz



**FIG.4.29 Resultado da compensação do acoplamento mútuo utilizando o método da impedância mútua de recepção, em um setor de 90°, para um azimute de 30°, na faixa de 2,5 a 3,5 GHz**

É possível observar, a partir destes últimos resultados, que a compensação do acoplamento mútuo e, portanto, a determinação do ângulo de chegada é mais eficiente nas simulações que utilizam as faixas de frequências com melhor perda de retorno, conforme suspeitava-se nas simulações iniciais.

Após analisar os resultados das simulações, foi observado que o método da impedância mútua de recepção funciona bem na compensação do acoplamento mútuo. Além disso, foi confirmado que o ângulo de chegada de um sinal incidente pode ser determinado com erro bastante reduzido utilizando a interferometria. No próximo capítulo é mostrado um procedimento de medidas de fase em um conjunto de antenas receptor. Com isso, espera-se proporcionar uma forma de mostrar o efeito que o acoplamento mútuo desempenha na prática sobre os sinais recebidos por um conjunto de antenas. Os valores das fases medidas devem corresponder àqueles simulações antes da aplicação da técnica de compensação do acoplamento mútuo.

## **5 CONSTRUÇÃO E TESTES DO CONJUNTO DE ANTENAS PARA A DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE CHEGADA POR COMPARAÇÃO DE FASE**

No capítulo anterior, foram mostrados os procedimentos de simulação para a determinação das tensões induzidas em um conjunto de antenas após a incidência de uma onda plana com polarização vertical. Além disso, foram mostrados os procedimentos para compensar o acoplamento mútuo entre as antenas e para determinar o ângulo de chegada da onda plana, a partir da comparação de fase entre os sinais induzidos nas antenas antes e após a compensação do acoplamento. Os resultados dos ângulos de chegada, nas diversas simulações, foram mostrados na forma de gráficos e tabelas, a fim de comprovar a eficiência do método e as condições apropriadas para a simulação e para as medidas.

Neste capítulo, é mostrado como medir as diferenças de fase entre as antenas de um conjunto circular de 4 monopolos sem parasitas, para que tais parâmetros possam ser aproveitados como entradas para o algoritmo de compensação do acoplamento entre as antenas do conjunto, para a determinação do ângulo de chegada com maior precisão.

Pelos motivos comentados no Capítulo 4, a antena monopolo sem parasita foi escolhida para a fase de medidas. Nos itens que se seguem é mostrado como estas antenas e o plano de terra foram construídos, como as antenas foram dispostas no plano de terra, como o suporte do plano de terra foi montado em um tripé, como foi desenvolvida a fundamentação teórica na qual as medidas se baseiam, quais foram os equipamentos utilizados, como foi feita a montagem do ambiente de medidas, quais foram os procedimentos de medidas e como foi realizada a análise de resultados.



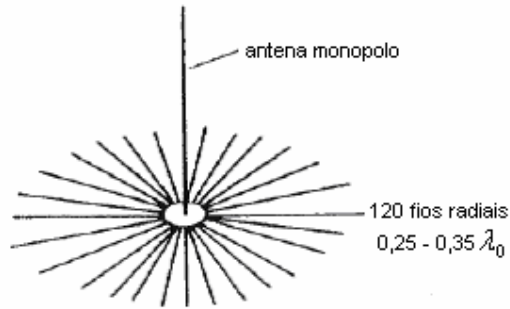
## 5.1 CONSTRUÇÃO DAS ANTENAS E MONTAGEM DO CONJUNTO DE ANTENAS

### 5.1.1 CONSTRUÇÃO DOS MONOPOLOS

Para a construção dos monopolos foram cortados 4 pedaços de 15 cm de um fio condutor de cobre de diâmetro aproximado igual a 2 mm. Para completar a construção de cada antena, cada pedaço de fio foi soldado ao condutor interno de um conector tipo-N. A fim de tornar a junção do fio com o conector mais rígida, foi feito um pequeno furo pelo eixo do condutor interno do conector para que o fio encaixasse no mesmo antes de ser soldado. Por último, cada condutor foi cortado de forma que cada monopolo possuísse 10 cm de comprimento, já que este comprimento resultou na melhor perda de retorno na simulação com monopolos sem parasitas com o conector utilizado.

### 5.1.2 CONSTRUÇÃO DO PLANO DE TERRA

Segundo COLIN (1985), uma forma de obter baixa perda de potência por parte do monopolo é ligando a base do mesmo a uma tela de fios radiais condutores, conforme mostrado na FIG. 5.1. Sugere-se que tais fios radiais possuam comprimento entre  $0,25 \lambda_0$  e  $0,33 \lambda_0$  e que a tela seja formada por aproximadamente 120 fios. Em uma situação ideal, deve-se utilizar um plano infinito de material condutor perfeito, de modo que sempre se pretende chegar o mais próximo possível desta situação. Neste trabalho, foi utilizado um plano metálico de tamanho suficiente para que todas as antenas do conjunto fossem localizadas a uma distância mínima das extremidades de  $0,25 \lambda_0$ .



**FIG. 5.1 Plano de terra para uma antena monopolo utilizando fios radiais COLIN (1985)**

Conforme comentado no texto sobre interferometria, as antenas do conjunto devem possuir um espaçamento entre si menor que meio comprimento de onda para não haver ambiguidade nos resultados.

Com isso, o lado do plano de terra utilizado neste trabalho ( $L_p$ ) possuiu uma distância mínima igual à soma entre o diâmetro do conjunto ( $D_{conj}$ ) e metade do comprimento de onda na menor frequência da faixa ( $\frac{\lambda_{max}}{2}$ ). Considerando a faixa de 673 a 758 MHz, o lado do plano de terra pode ser expresso da seguinte maneira:

$$L_p > \frac{\lambda_{max}}{2} + D_{conj}$$

$$\lambda_{max} \cong 45 \text{ cm e } D_{conj} = 8 \text{ cm} \quad \Rightarrow \quad L_p > 30,5 \text{ cm}$$

Uma chapa de alumínio existente no Laboratório de Microondas do IME foi utilizada para plano de terra. Como o lado desta placa era de aproximadamente 44 cm, considerou-se que o plano de terra estava bem dimensionado e concluiu-se que a chapa serviria como um bom plano de terra para os presentes testes.

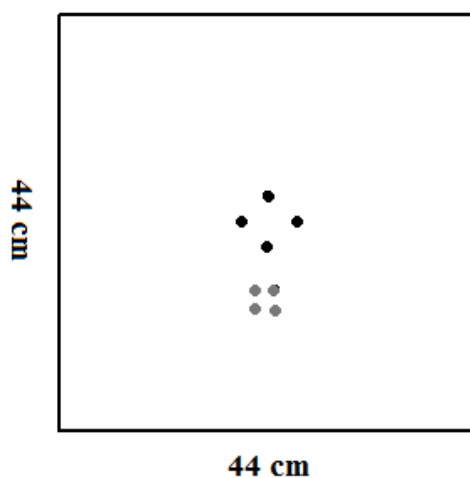
Para finalizar, a chapa foi limpa e foram feitos os furos necessários para que a mesma fosse presa a um tripé, conforme descrito no item a seguir.

### 5.1.3 SUPORTE DO PLANO DE TERRA

O plano de terra, já com as antenas do conjunto fixadas nas posições apropriadas, foi preso à base de fixação de um tripé, utilizando 4 parafusos de cabeça chata, a uma distância aproximada de 8 cm do seu centro. Tal distância foi escolhida sem uma base de cálculo rigorosa, sendo empiricamente determinada apenas visando o equilíbrio do plano de terra sobre o tripé nas situações com e sem o cabo conectado na antena receptora.

### 5.1.4 DISPOSIÇÃO DAS ANTENAS NO CONJUNTO

Na FIG. 5.2, é possível observar como as antenas foram posicionadas no plano de terra e onde foram feitos os furos na chapa para a fixação no tripé através de parafusos. Os círculos de cor preta representam as antenas vistas por cima e os círculos de cor cinza representam os parafusos de fixação da chapa ao tripé. Vale lembrar que o raio do conjunto adotado foi 4 cm e a distância entre o centro do conjunto e o centro do quadrado limitado pelos parafusos foi de 8 cm.



**FIG. 5.2** Visualização da localização dos monopolos e dos parafusos de fixação no plano de terra.

## 5.2 PLANEJAMENTO DAS MEDIDAS

A seguir, são apresentados detalhes sobre a forma como as medidas foram planejadas e realizadas. Inicialmente, são citados os conceitos e a formulação matemática necessários para o entendimento do método de medida. Em seguida, são definidos os parâmetros de interesse para as medidas e os equipamentos necessários para a realização das mesmas. Por último, descreve-se como tais equipamentos devem ser interligados a fim de que os testes possam ser realizados.

### 5.2.1 RESUMO DO MÉTODO DE MEDIDA

Nesta prática, foram realizadas medidas de fase nos terminais de duas antenas de um conjunto circular de 4 antenas monopolo, utilizando um analisador de redes vetorial. As medidas foram realizadas para alguns valores de frequência dentro da faixa de operação considerada para a antena. O objetivo dessas medições foi calcular a diferença de fase entre os terminais de duas antenas adjacentes do conjunto circular para, em seguida, determinar valores de ângulo de chegada para sinais incidentes no conjunto. Foram aplicadas expressões de interferometria para determinar o ângulo de chegada do sinal, sendo tomadas as devidas precauções para evitar as possíveis ambiguidades nos resultados. Os valores encontrados para as diferenças de fase nas várias frequências possuíam implícito o efeito do acoplamento mútuo entre as antenas do conjunto. Portanto, tais resultados foram comparados com os valores de diferenças de fase simuladas no *software* CST STUDIO SUITE na mesma situação, ou seja, sem a compensação do acoplamento.

## 5.2.2 CONCEITOS E DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO RELACIONADOS AO MÉTODO DE MEDIDA

A fim de tornar pleno o entendimento do cenário montado na presente medição e das expressões matemáticas envolvidas, inicialmente, o conceito de parâmetros  $S$  generalizados deve ser bem conhecido. Os trabalhos de KUROKAWA (1964) e COLLIN (1992) podem ser consultados para este fim.

Os parâmetros  $S$  assumem sempre valores complexos, ou seja, podem sempre ser representados por fasores, de modo que:

$$s_{ij} = \frac{b_i}{a_j} = |s_{ij}| \cdot e^{j\varphi_{s_{ij}}} \quad (5.1)$$

$$b_i = |b_i| \cdot e^{j\varphi_{b_i}} \quad (5.2)$$

$$a_j = |a_j| \cdot e^{j\varphi_{a_j}} \quad (5.3)$$

onde  $a_j$  é a onda de potência que entra no circuito pela porta  $j$  e  $b_i$  é a onda de potência que sai do circuito pela porta  $i$ .

Logo, substituindo as EQ (5.2) e (5.3) em (5.1), obtém-se as seguintes relações:

$$|s_{ij}| = \frac{|b_i|}{|a_j|} \quad (5.4)$$

$$\varphi_{s_{ij}} = \varphi_{b_i} - \varphi_{a_j} \quad (5.5)$$

Portanto, considerando o esquema de medidas que será apresentado no item 5.2.4, é possível determinar a diferença de fase entre os terminais de duas antenas da seguinte forma:

1. Mede-se a diferença de fase entre um sinal que sai do analisador de redes pela porta 1 e um sinal que entra no analisador de redes pela porta 2, sendo a porta 1 ligada à antena

transmissora e a porta 2 ligada a uma das antenas receptoras do conjunto (antena  $i$ ), enquanto todas as demais portas são terminadas por impedâncias de  $50\Omega$ . Tal diferença de fase é determinada a partir da fase do parâmetro  $S_{2i}$  entre os planos de referência considerados na calibração do analisador de redes, conforme pode ser visto na EQ (5.6). Entre a porta 1 e a antena transmissora é inserido um atenuador de 6dB para atenuar sinais que retornem para o analisador de redes devido a reflexões, já que não havia disponibilidade, no laboratório, de isoladores disponíveis na faixa de frequências considerada nas medidas. A diferença de fase é dada por:

$$\varphi_{s_{21i}} = \varphi_{b_{2i}} - \varphi_{a1} \quad (5.6)$$

2. De forma análoga, mede-se a diferença de fase entre um sinal que sai do analisador de redes pela porta 1 e um sinal que entra no analisador de redes pela porta 2, sendo a porta 1 ligada à antena transmissora e a porta 2 ligada a uma outra antena receptora (antena  $j$ ), enquanto todas as demais portas são terminadas por impedâncias de  $50\Omega$ . Neste caso, tem-se:

$$\varphi_{s_{21j}} = \varphi_{b_{2j}} - \varphi_{a1} \quad (5.7)$$

3. Considerando que o único fator que gera diferença de fase entre as antenas 1 e 2 é o deslocamento da frente de onda transmitida entre as mesmas, a diferença entre os valores encontrados nos itens 1 e 2 é atribuída à diferença de fase devida a tal deslocamento do sinal emitido pela porta 1 do analisador de redes entre as antenas receptoras. A discordância entre os valores teórico e prático deve ser atribuída à presença do acoplamento mútuo entre as antenas do conjunto, conforme comentado. O cálculo da diferença de fase entre os sinais recebidos pelas antenas  $i$  e  $j$  a partir dos parâmetros  $S$  medidos é dado por:

$$\varphi_{ij} = \varphi_j - \varphi_i = \varphi_{s_{21j}} - \varphi_{s_{21i}} \quad (5.8)$$

4. De posse do valor da diferença de fase calculada no item 3, determina-se o valor do ângulo de chegada  $\alpha$  a partir de:

$$\alpha = \arcsen\left(\frac{x}{R}\right) \quad (5.9)$$

$$\text{onde } x = \frac{\sqrt{2R^2 - d^2} - d}{2} \quad \text{e} \quad d = \varphi_{ij} \cdot \frac{\lambda}{2\pi}$$

Para que os procedimentos apresentados estivessem corretos, foi assumido que todas as portas ao longo do circuito estavam casadas, a fim de não causar variações de fase no sinal, ao longo do seu percurso, que mascarassem o resultado do ângulo de chegada. Para isso, foram utilizados equipamentos, cabos e adaptadores que fossem casados em impedância ou que possuísem perdas de retorno adequadas. Além disso, foi utilizado o mesmo cabo para ligar a antena  $i$  à porta 2 do analisador de redes na 1ª medida e a antena  $j$  à porta 2 do mesmo na 2ª medida, de modo que tal cabo não tivesse influência no cálculo da diferença de fase entre as antenas  $i$  e  $j$ . As demais defasagens ao longo do circuito entre a porta 1 do analisador de redes e as antenas receptoras (cabo ligado à antena transmissora, antena transmissora e espaço livre) foram incluídas na calibração ou foram comuns às duas medidas e, portanto, seus efeitos foram eliminados ao se efetuar a subtração na EQ (5.8).

### 5.2.3 PARÂMETROS DE INTERESSE PARA A MEDIDA

Para consolidar o planejamento das medidas, incluindo posicionamento dos equipamentos, cálculo de perdas e viabilidade das medidas, foi necessário definir os seguintes parâmetros:

- Frequências na faixa de operação das antenas (de 673 a 758 MHz): 673, 695, 715, 735 e 758 MHz;
- Perda de retorno simulada na faixa de operação das antenas receptoras (673 a 758 MHz): melhor que 15 dB (para a antena isolada) e melhor que 7 dB (para a antena no conjunto);
- Potência do sinal transmitido pelo analisador de redes (porta 1): 0 dBm;

- Sensibilidade do analisador de redes (porta 2): entre -82 dBm e -104 dBm na faixa de operação da antena;
- Dimensões da antena receptora: 10 cm (antena) e 43,5cm (lado do plano de terra quadrado);
- Dimensões da antena transmissora (corneta piramidal): largura = 90 cm, altura = 72 cm e profundidade = 95 cm;
- Distância entre as antenas transmissora e receptora:  $d = 4,5$  m (escolhida com base nos cálculos a seguir para campo distante).

Condições para campo distante:  $d \gg \lambda$ ,  $d \gg D$  e  $d > \frac{2D^2}{\lambda}$ .

Seja  $\lambda = 0,44$  m ( $f = 673$  MHz) e  $D = 0,90$  m (maior dimensão da abertura da corneta):

$$\frac{2D^2}{\lambda} = 3,68 \text{ m} \Rightarrow \text{assume-se } d = 4,5 \text{ m}, \text{ já que atende às condições de campo distante,}$$

atende às limitações de espaço da câmara anecóica e evita grandes perdas de espaço livre.

Cada parâmetro citado neste item foi definido seguindo alguns critérios. A faixa de frequências foi intimamente relacionada com a perda de retorno das antenas do conjunto, sendo definida como a faixa de operação aquela que proporcionava perda de retorno melhor que 15 dB para cada antena do conjunto. Nas simulações, esta perda de retorno proporcionou bons resultados para a compensação do acoplamento mútuo. A distância entre as antenas transmissora e receptora foi definida de forma que validasse a condição de campo distante para a onda incidente no conjunto. Porém, buscou-se uma distância que fosse realizável dentro da câmara anecóica e que proporcionasse uma atenuação de espaço livre baixa o suficiente para que o sinal recebido pelo conjunto fosse detectado pelo analisador de redes com boa relação sinal/ruído. A potência e a sensibilidade do analisador de redes foram extraídas do manual de operação do equipamento. As dimensões da antena receptora foram medidas, assim como as da antena transmissora, para que a maior dimensão fosse utilizada para o cálculo da distância de campo distante.



#### 5.2.4 MATERIAIS E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

Para executar as medidas de fases nas antenas, foi montado um ambiente de testes com os seguintes equipamentos e componentes:

- um Analisador de Redes Vetorial (ANRITSU 37247D);
- um atenuador de 6dB;
- uma antena corneta piramidal EMCO 3106 (200 – 2000 MHz)
- um conjunto circular de 04 monopolos de  $\lambda/4$  com as seguintes dimensões:
  - comprimento de cada monopolo: 10 cm;
  - lado do plano de terra: 43,5 cm;
  - raio do conjunto: 4 cm.
- três cargas de  $50\Omega$  tipo-N;
- dois tripés adequados para suporte de antenas;
- dois cabos tipo-N;
- duas mesas fixas;
- um kit de calibração do Analisador de Redes;
- Câmara Anecóica com mesa giratória.

A forma como tais elementos foram conectados durante as medidas é mostrada na FIG. 5.3. Nesta figura, a porta 2 do analisador de redes foi ligada à antena 1, porém tal porta foi alternada entre duas antenas de um setor, conforme detalhado anteriormente.

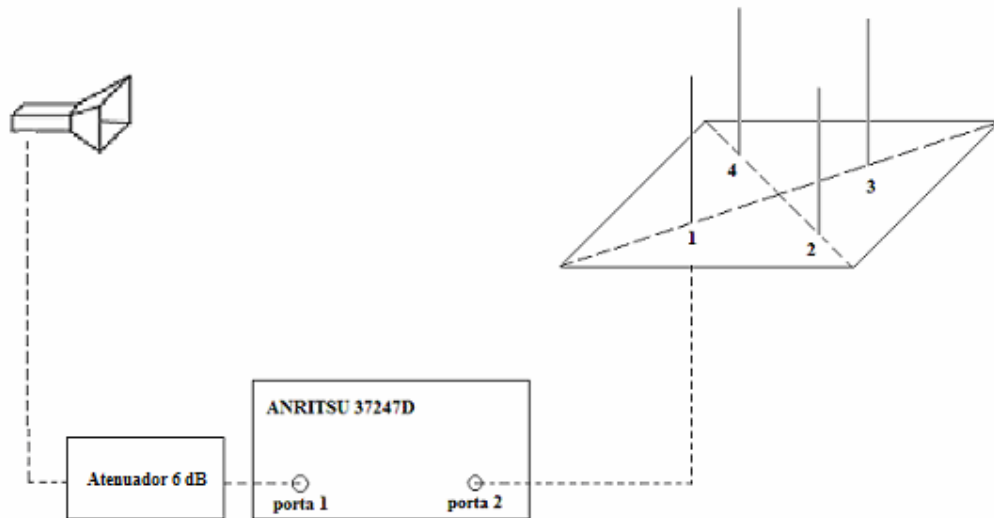


FIG. 5.3 *Setup* para a medida da diferença de fase do sinal entre as portas de um par de antenas de um conjunto de monopolos.

### 5.3 TESTES

#### 5.3.1 PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

Para a realização desta tarefa, foram seguidos os passos do procedimento de calibração SOLT (“short-open-load-thru”) do analisador de redes, conforme descrito em seu manual de operação. Foram utilizados os seguintes padrões de calibração constantes do kit do equipamento: curto, aberto e carga de  $50 \Omega$ . A seguir, são enumerados os passos que devem ser seguidos na calibração do analisador de redes.

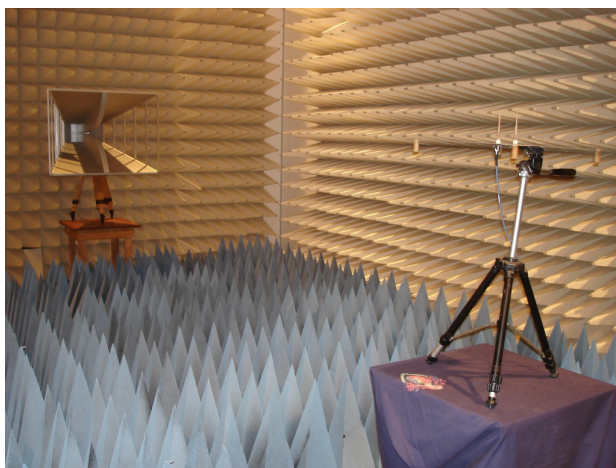
1. pressionar BEGIN CAL;
2. selecionar CHANGE METHOD AND LINE TYPE;
3. selecionar SOLT, COAXIAL e NEXT CAL STEP, tudo no mesmo menu;
4. selecionar novamente NEXT CAL STEP;
5. selecionar FULL 12-TERM;
6. selecionar INCLUDE ISOLATION (STANDARD);
7. selecionar NORMAL (1601 POINTS MAXIMUM);

8. informar as frequências que limitam a faixa (START e STOP) e selecionar NEXT CAL STEP;
9. selecionar o conector Tipo-N para a porta 1;
10. selecionar o conector Tipo-N para a porta 2;
11. mover o cursor para REFLECTION PAIRING e pressionar Enter;
12. selecionar MIXED e pressionar Enter;
13. mover o cursor para LOAD TYPE e pressionar Enter;
14. selecionar BROADBAND LOAD e pressionar Enter;
15. entrar com o valor de 50  $\Omega$  em BROADBAND LOAD IMPEDANCE;
16. mover o cursor para THROUGH PARAMETERS e pressionar Enter;
17. entrar com os valores 0 mm e 50  $\Omega$  para OFFSET LENGHT e THROUGHLINE IMPEDANCE respectivamente;
18. mover o cursor para REFERENCE IMPEDANCE e pressionar Enter;
19. mover o cursor para REFERENCE IMPEDANCE e entrar com o valor de 50  $\Omega$ ;
20. selecionar TEST SIGNALS e pressionar Enter;
21. ajustar PORT 1 ATTN para 0 dB e PORT 1 POWER para 0 dBm;
22. mover o cursor para START CAL e pressionar Enter;
23. continuar a sequência de calibração seguindo as telas que forem aparecendo, ou seja, conectando os padrões de calibração nos planos de referência escolhidos à medida que forem sendo solicitados.

Após todos os passos terem sido realizados, o sucesso da calibração pode ser verificado analisando as impedâncias de curto, aberto e carga de 50  $\Omega$ , constantes do próprio kit de calibração. Visualizando tais resultados pela Carta de Smith, uma das opções de visualização do analisador de redes, deve-se identificar um ponto no canto esquerdo da carta para o curto, representando impedância nula, um ponto no canto direito da carta para o aberto, representando impedância infinita e um ponto no centro da carta para a carga de 50  $\Omega$ , representando uma carga casada.

### 5.3.2 MONTAGEM DO AMBIENTE DE TESTES

As primeiras providências na montagem do *setup* de medidas foram o posicionamento e o alinhamento das antenas transmissora e receptora dentro da câmara anecóica, conforme descrito no item 5.3.2.1. Em seguida, foram conectados os cabos na antena transmissora, oriundo da porta 1 do analisador de redes, e em uma das antenas receptoras, oriundo da porta 2. Considera-se que, ao ligar os cabos nas antenas, o analisador de redes já esteja calibrado, conforme descrito no item 5.3.1. Por último, são conectadas as cargas de  $50 \Omega$  nas demais antenas receptoras. Uma visualização das antenas dentro da câmara anecóica é dada na FIG. 5.4 e dos demais equipamentos utilizados no cenário na FIG. 5.5.



**FIG. 5.4** Visualização das antenas dentro da câmara anecóica.



**FIG. 5.5** Visualização do analisador de redes, do atenuador e dos cabos utilizados nas medidas.

### 5.3.2.1 NIVELAMENTO E ALINHAMENTO DAS ANTENAS E DOS SEUS SUPORTES

Como o tripé que sustenta o conjunto de antenas receptoras possui um eixo rotatório, que não é utilizado nestas medidas, o mesmo foi fixado com fita adesiva em quantidade suficiente para não permitir nenhum movimento significativo por parte do conjunto de antenas. Após ter sido tomado este cuidado, foram executados os passos seguintes para o nivelamento e o alinhamento das antenas empregadas.

Inicialmente, fez-se necessária a regulagem dos tripés das antenas transmissora e receptora, a fim de que ambas ficassem a uma mesma altura. No caso, os tripés foram ajustados de modo que a altura do ponto médio de cada monopolo fosse a mesma do centro da corneta transmissora. Foi utilizado um nivelador para garantir que o plano de terra estivesse paralelo ao solo e que a antena corneta não ficasse inclinada para qualquer direção. Tanto na antena transmissora quanto na antena receptora, foi utilizada uma mesa fixa sobre a qual foi posicionado o tripé. Isto foi necessário na antena transmissora pelas pernas do tripé serem curtas e na antena receptora pela necessidade de posicionar o tripé dentro da mesa giratória da câmara anecóica. Resumindo, cada antena foi presa a um tripé e cada tripé foi posicionado sobre sua respectiva mesa fixa. No caso da antena receptora, a mesa fixa ainda foi posicionada sobre a mesa giratória da câmara para proporcionar a variação do ângulo de chegada do sinal.

Terminado o nivelamento, as antenas foram posicionadas de forma que a separação entre as mesmas fosse igual à distância de campo distante considerada, conforme comentado anteriormente. Em seguida, o centro da mesa giratória foi alinhado com o centro da mesa fixa e este último alinhado com o centro do conjunto receptor. Para realizar esta tarefa, os centros do conjunto e de cada mesa foram marcados e o alinhamento foi feito com o auxílio de um prumo. O procedimento do alinhamento do centro do conjunto com a mesa fixa é mostrado na FIG. 5.6 e o alinhamento da mesa fixa com a mesa giratória é mostrado na FIG. 5.7.

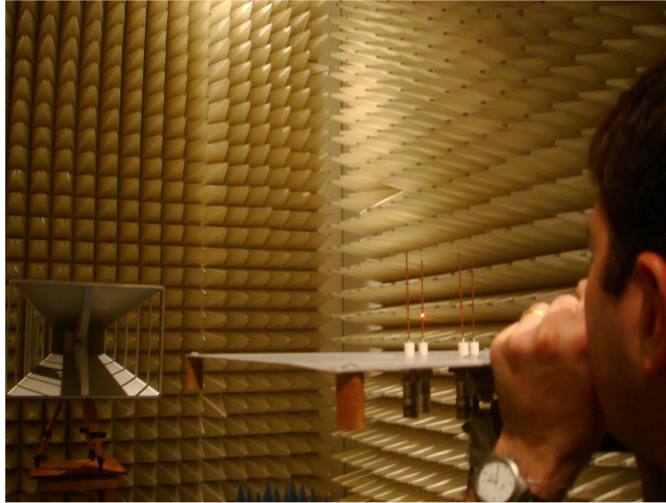


**FIG. 5.6** Uso do prumo para o alinhamento do conjunto com a mesa fixa.



**FIG. 5.7** Uso do prumo para o alinhamento da mesa fixa com a mesa giratória.

O último alinhamento foi entre a referência de azimute  $0^\circ$ , marcado no plano de terra, e o centro da corneta transmissora. Tal alinhamento foi realizado com o auxílio de um apontador laser, que fez o alinhamento da direção considerada para o azimute  $0^\circ$  no conjunto receptor com o centro da corneta transmissora. Este procedimento é mostrado na FIG. 5.8, onde é possível visualizar que o alinhamento é realizado coincidindo duas antenas diametralmente opostas e o centro da corneta em uma mesma reta.



**FIG. 5.8** Uso do apontador laser para o alinhamento da corneta com o azimute 0°.

### 5.3.2.2 CUIDADOS NECESSÁRIOS PARA O SUCESSO DAS MEDIDAS

Pelo fato de terem sido feitas medidas de fase em uma faixa de frequências relativamente alta, vários cuidados foram necessários com relação a efeitos externos que podem influenciar nos resultados. Neste caso particular, foram seleccionados os seguintes cuidados para proporcionar o máximo de precisão nas medidas:

- construção e montagem das antenas da maneira como foram simuladas;
- por se tratar de antenas filamentosas, evitar dobras nas antenas;
- evitar deixar pontas irregulares nas antenas ao ajustar os seus tamanhos;
- não deixar fendas ou furos no plano de terra do conjunto receptor e evitar utilizar parafusos com cabeça acima do nível do plano de terra;
- eliminar ou minimizar qualquer movimento indesejado por parte das antenas;
- realizar todas as conexões com cuidado e com a mesma intensidade, utilizando sempre conectores limpos;
- realizar todos os nivelamentos de altura e todos os alinhamentos necessários para não perder ou alterar as referências das medidas;

- realizar as calibrações necessárias nos equipamentos;
- evitar ambientes que proporcionem reflexões ou interferências de sinais indesejados.

### 5.3.3 DETERMINAÇÃO DE DIFERENÇAS DE FASE ENTRE 2 ANTENAS ADJACENTES COM O USO DE MEDIDAS DE PARÂMETROS $S$

Após interligar os equipamentos, conforme mostrado na FIG. 5.3, foi medida a fase do parâmetro  $S_{21}$  com a porta 1 ligada à antena transmissora e a porta 2 à antena 1. Em seguida, foi medida a fase do parâmetro  $S_{21}$  com a porta 1 ligada à antena transmissora e a porta 2 ligada à antena 2. Todas as antenas receptoras não ligadas à porta 2 do analisador de redes foram terminadas com cargas de  $50 \Omega$ . Foi considerado que os planos de referência de fase encontravam-se nas extremidades dos cabos que foram conectados à antena transmissora e ao conector da mesa giratória onde foi ligado o cabo da antena receptora. Foram realizadas medidas para um azimute de  $30^\circ$  nas frequências 695 MHz, 715 MHz e 735 MHz, cujos resultados estão expressos na TAB. 5.1.

**TAB. 5.1 Resultados das medidas de diferenças de fase para um azimute de  $30^\circ$ .**

| frequência (MHz) | Dif Fase Simulada | Dif Fase 1ª Medida | Divergência 1ª Medida | Dif Fase 2ª Medida | Divergência 2ª Medida (melhor alinhado) |
|------------------|-------------------|--------------------|-----------------------|--------------------|---|
| 673              | $40,8^\circ$      | -                  | -                     | $22^\circ$         | $18,8^\circ$                            |
| 695              | $44^\circ$        | $25^\circ$         | $19^\circ$            | $27,5^\circ$       | $16,5^\circ$                            |
| 715              | $39^\circ$        | $13^\circ$         | $26^\circ$            | $16^\circ$         | $23^\circ$                              |
| 735              | $28^\circ$        | $21^\circ$         | $7^\circ$             | $23^\circ$         | $5^\circ$                               |
| 758              | $17^\circ$        | -                  | -                     | $16^\circ$         | $1^\circ$                               |

Tais medidas foram repetidas para ângulos de chegada iguais a  $45^\circ$  e  $60^\circ$  em relação ao eixo que liga a antena 1 ao centro do conjunto (azimute  $0^\circ$ ). A variação do ângulo de chegada do sinal foi feita girando o conjunto de antenas em torno do seu centro, utilizando a mesa giratória automática da câmara anecóica.



## 5.4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Neste ponto, foi constatado que os resultados medidos inicialmente não foram equivalentes aos resultados simulados, sendo as diferenças entre tais valores iguais a 19°, 26° e 7° para as frequências 695 MHz, 715 MHz e 735 MHz, respectivamente. Com isso, foram buscadas as possíveis razões para tais imprecisões e foi levantada a hipótese da faixa de frequências não ser adequada, já que a mesma é definida com base na perda de retorno de apenas 1 monopolo isolado e não do conjunto inteiro. Por isso, foi simulada a perda de retorno para o conjunto completo e decidiu-se fazer a mesma medida para outras frequências. Outro possível motivo seria a falta de estabilidade nas medidas, que poderia gerar resultados não muito confiáveis.

Por fim, não foi descartado que as antenas ainda pudessem estar mal alinhadas, assim como o plano de terra do conjunto pudesse estar mal centralizado na mesa giratória. Estes últimos fatores poderiam levar à medida das diferenças de fase para um azimute diferente do esperado ou gerar defasagens pela variação indesejada do percurso da frente de onda. Para a faixa de frequências utilizada, uma variação de menos de 2 cm no percurso do sinal pode gerar uma variação de 10° na fase, sendo um fator de dificuldade para a medida.

Com isso, foram tomadas as seguintes providências:

- recalibração do analisador de redes;
- repetição da medida realizada para verificação da estabilidade da mesma sendo confirmada a repetição dos resultados após a realização de novas medidas;
- realização da medida para outras frequências. Até então as medidas foram para as frequências 695 MHz, 715 MHz e 735 MHz e foram incluídas as frequências 673 MHz e 758 MHz, que são as extremidades da faixa utilizada;
- realinhamento e renivelamento das antenas, seguindo um procedimento mais cuidadoso e preciso que o anterior, a fim de evitar erros de fase por percursos indesejados para o sinal incidente no conjunto receptor;
- repetição das medidas após o novo alinhamento;

- análise dos novos resultados.

Neste ponto, analisando todos os resultados reunidos, conforme mostrado na TAB. 5.1, percebe-se uma mudança de até 3° nos resultados das fases dos parâmetros  $S_{21}$  medidos, confirmando que o alinhamento influencia nas variações de fase. Porém, os resultados de diferenças de fase entre as antenas ainda não coincidem com os simulados, já que a mudança de fase ocorre para ambas as antenas sob medida. Apesar disso, nota-se uma ligeira aproximação nos resultados.

Ao término destas últimas medidas, concluiu-se que existiu uma sensibilidade muito grande das mesmas a fatores externos. Como foi utilizada uma antena “artesanal”, cujos condutores não eram perfeitamente perpendiculares ao plano de terra, com fendas indesejadas no plano de terra e com parafusos acima do nível do plano de terra, concluiu-se que seria bastante difícil obter resultados precisos para frequências dentro da faixa considerada. Além disso, o laboratório não contava com equipamentos que proporcionassem alinhamentos precisos, de forma que tal processo foi passível de erros que poderiam ter comprometido os resultados.

Outra fonte de erro não mencionada anteriormente estaria relacionada à simulação no CST, que poderia gerar diferenças na fase em relação à prática já que o conector e as cargas simulados não eram exatamente idênticos aos utilizados na prática.

A fim de confirmar a influência do conjunto de monopolos para o insucesso das medidas, foi feita uma última bateria de medidas. Nela foi analisado o comportamento dos resultados para os azimutes 30°, 45° e 60° para dois pares diferentes de monopolos (antenas 1 e 4 e antenas 1 e 2). Esperava-se encontrar diferenças de fase aproximadamente nulas para o azimute de 45°, devido à simetria do conjunto para este ângulo de incidência. Esperava-se, ainda, obter resultados aproximadamente iguais para o azimute 30° e resultados simétricos para o azimute 60°. Para a realização destas medidas, toda a montagem do cenário foi refeita desde o início, já que o laboratório já estava sendo utilizado para outra aplicação. Portanto, foi realizado um novo alinhamento e nivelamento das antenas, uma nova calibração e coleta dos respectivos resultados para as mesmas frequências em estudo.

Os resultados destas últimas medidas foram os seguintes:

**TAB. 5.2 Resultados das medidas de diferenças de fase para os azimutes 30°, 45° e 60° nas antenas 1 e 4**

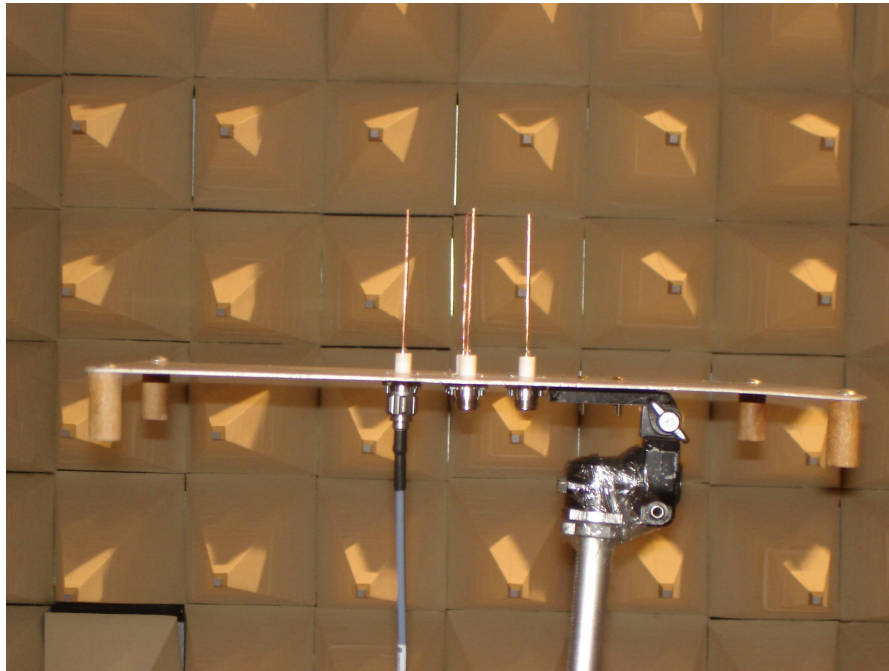
| frequência (MHz) | Azimute 30° (esperado) | Azimute 30° (medido) | Azimute 45° (esperado) | Azimute 45° (medido) | Azimute 60° (esperado) | Azimute 60° (medido) |
|------------------|------------------------|----------------------|------------------------|----------------------|------------------------|----------------------|
| 673              | 40.8°                  | 17°                  | $\cong 0$              | -5°                  | -40.8°                 | -11°                 |
| 695              | 44°                    | 25°                  | $\cong 0$              | 6°                   | -44°                   | -19°                 |
| 715              | 39°                    | 12°                  | $\cong 0$              | 2°                   | -39°                   | -6°                  |
| 735              | 28°                    | 21°                  | $\cong 0$              | -4°                  | -28°                   | -21°                 |
| 758              | 17°                    | 14°                  | $\cong 0$              | 1°                   | -17°                   | -14°                 |

**TAB. 5.3 Resultados das medidas de diferenças de fase para os azimutes 30°, 45° e 60° nas antenas 1 e 2**

| frequência (MHz) | Azimute 30° (esperado) | Azimute 30° (medido) | Azimute 45° (esperado) | Azimute 45° (medido) | Azimute 60° (esperado) | Azimute 60° (medido) |
|------------------|------------------------|----------------------|------------------------|----------------------|------------------------|----------------------|
| 673              | -40.8°                 | -30°                 | $\cong 0$              | 11°                  | 40.8°                  | 28°                  |
| 695              | -44°                   | -19°                 | $\cong 0$              | -1°                  | 44°                    | 15°                  |
| 715              | -39°                   | -26°                 | $\cong 0$              | 10°                  | 39°                    | 24°                  |
| 735              | -28°                   | -16°                 | $\cong 0$              | -3°                  | 28°                    | 16°                  |
| 758              | -17°                   | -20°                 | $\cong 0$              | 2°                   | 17°                    | 17°                  |

Observando os resultados das tabelas, conclui-se que a simetria esperada do conjunto não está ocorrendo na prática, confirmando a suspeita de que os monopolos não estão perfeitamente perpendiculares ao plano de terra, o que está influenciando no acoplamento e nos resultados das diferenças de fase medidas. Além disso, mais uma vez percebe-se que a falta de precisão nos alinhamentos altera os resultados de uma medida para outra. Por fim, percebe-se que os resultados das medidas utilizando as antenas 1 e 4 mostram-se melhores do que as medidas utilizando as antenas 1 e 2, confirmando que o conjunto de antenas não está se comportando de uma forma simétrica devido a defeitos na sua construção e montagem.

Na FIG. 5.9 é possível visualizar que os monopolos possuem pequenas ondulações e inclinações em relação ao plano de terra, apesar de ter sido feito um grande esforço para torná-los perpendiculares ao mesmo.



**FIG. 5.9** Visualização das imperfeições do conjunto de monopolos.

## 6 CONCLUSÕES

Diante do cenário proposto e da opção de determinar o ângulo de chegada de um sinal a partir da comparação de fase entre os sinais recebidos por várias antenas de um conjunto circular, escolheu-se a interferometria como a técnica de DF para o presente trabalho.

Com base nas equações da interferometria, foram elaboradas expressões que proporcionam a determinação do azimute de um sinal incidente utilizando as fases de duas antenas adjacentes de um conjunto de antenas. A validade de tais expressões foi comprovada utilizando as fases das tensões recebidas simuladas no caso ideal, ou seja, quando a tensão em cada antena é determinada e a mesma encontra-se isolada, sem efeito do acoplamento mútuo entre as antenas.

Com relação à compensação do acoplamento mútuo, inicialmente foi escolhido o método utilizando parâmetros  $S$ . Porém, neste caso não foram encontrados resultados muito precisos, já que tal método é mais indicado para conjuntos transmissores devido à forma como os parâmetros de acoplamento são definidos, ou seja, necessitando de fontes nas portas das antenas. Por isso, foi empregado o método da impedância mútua de recepção por ter apresentado bons resultados em várias referências e por ser próprio para conjuntos receptores como o deste trabalho. Analisando os resultados de ângulo de chegada simulados após a compensação, observou-se uma expressiva melhora nos resultados, ou seja, resultados bem próximos do caso ideal, quando comparados aos resultados sem a compensação do acoplamento mútuo.

Quanto ao tipo de antena utilizada, ao aplicar o método de compensação utilizando parâmetros  $S$  nas simulações iniciais, foi utilizado um conjunto de dipolos, já que se tratava do tipo de antena mais simples de ser simulado no CST STUDIO SUITE. Porém, após ser escolhido o método da impedância mútua de recepção para ser aplicado neste trabalho, foi definido que seria adotado um conjunto de monopolos com parasitas cônicos, por ser uma boa alternativa para sistemas de comunicações. Neste caso, foram encontrados os melhores resultados de ângulos de chegada, ou seja, este tipo de antena mostrou-se viável de ser empregado em sistemas de DF.

Durante a fase de simulações, foi investigado o efeito que a perda de retorno nas portas das antenas exerce sobre o resultado do ângulo de chegada e concluiu-se que tal resultado torna-se cada vez melhor à medida que a perda de retorno também melhora. Desta forma, os melhores resultados de ângulo de chegada foram encontrados para as faixas de frequências de 1,4 a 1,8 GHz e de 2,5 a 3,5 GHz, utilizando nas simulações monopolos com parasitas cônicos.

Já na fase de medidas, foi necessário alterar o tipo de antena para monopolo simples devido à falta de recursos para a construção de um conjunto de monopolos com parasitas. Com isso, foi observado que os resultados simulados não foram tão bons quanto os anteriores, mas ainda mostraram-se próximos do caso ideal na faixa de 673 a 758 MHz. Apesar das antenas utilizadas nas medidas serem artesanais, gerando erros nos resultados, foram tomados vários cuidados para que as medidas não fossem influenciadas por outros efeitos externos. Mais especificamente, foram realizados nivelamentos e alinhamentos cuidadosos das antenas, foram utilizados equipamentos casados em impedância, foi verificada a estabilidade das medidas, foi feita a calibração do equipamento de medida e tomou-se o máximo cuidado em todas as conexões. Porém, foi verificado que pequenos deslocamentos da antena proporcionavam variações de fase expressivas e que o alinhamento das antenas sem equipamentos de precisão influenciava nos resultados. Além disso, foi verificado que o conjunto de antenas não estava simétrico devido às imperfeições na construção, já que medidas em elementos simétricos do conjunto resultavam em valores de fase diferentes.

Portanto, a partir dos resultados simulados, entende-se que o método da impedância mútua de recepção realmente é eficiente na compensação do acoplamento mútuo em um conjunto receptor de antenas e que a interferometria pode ser aplicada em cenários onde as fases dos sinais recebidos e compensados não sofram efeitos externos. Apesar das limitações consideradas no cenário deste trabalho, os procedimentos de simulação podem se estendidos para sistemas mais complexos, desde que sejam feitas as devidas adaptações na modelagem no CST STUDIO SUITE. A vantagem intrínseca deste procedimento é a realização de todas as fases de projeto através de equações analíticas e de resultados de simulações de antenas reais, determinando-se o efeito e a compensação do acoplamento mútuo a priori, antes da fabricação do conjunto de antenas para o sistema.

Ao término deste trabalho, podem ser selecionadas as seguintes contribuições científicas:

1. consolidação de várias técnicas de DF e de vários métodos de compensação do acoplamento mútuo entre antenas em um único documento, indicando as principais referências bibliográficas sobre cada uma delas;
2. documentação detalhada em língua portuguesa de assunto relevante em antenas e guerra eletrônica, anteriormente disponível apenas em outros idiomas;
3. realização de análise comparativa entre as técnicas de DF e os métodos de compensação do acoplamento mútuo; e
4. utilização do software CST STUDIO SUITE para analisar vários cenários sem a necessidade de medidas em laboratório, proporcionando uma redução de custo e economia de tempo.

Para trabalhos futuros, são sugeridos os seguintes temas:

- Projeto de um circuito para a determinação do ângulo de chegada de um ou mais sinais a partir dos sinais nas portas das antenas do conjunto receptor;

- Verificação da melhoria nos resultados de ângulo de chegada em ambientes mais complexos, após a compensação do acoplamento mútuo pelo método da impedância mútua de recepção;

- Implementação de um conjunto de antenas monopolos com parasitas cônicos para aplicação em um sistema de DF de comunicações; e

- Uso de compensação de acoplamento mútuo de antenas com técnicas de DF que usam processamento digital de sinais.

## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BAILEY, A. D., McCLURG, W. C.. **Sum-and-difference interferometer system for HF radio direction finding.** IEEE Transactions on Aerospace and Navigational Electronics. ANE-10. p. 65-72. Março 1963.
- BALANIS, C.A.. **Antenna theory.** 2<sup>nd</sup> ed. New York. John Wiley & Sons. 1997.
- BALOGH, L., KOLLÁR, I.. **Angle of arrival estimation based on interferometer principle.** IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing. p. 219-223. Setembro 2003.
- BARBOSA, G. M.. **Discriminador digital de frequências para receptores de microondas.** 2005. 114 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto Militar de Engenharia, 2005.
- BARTON, D. K.. **Monopulse radar.** 1<sup>st</sup> ed. Massachusetts. Artech House. 1977.
- BARTON, P.. **Direction finding using an adaptative null tracker.** IEE Proceedings Microwaves, Optics and Antennas. Vol. 130. p. 78-83. Fevereiro 1983.
- BLECH, M. D. et al. **2-Dimensional ultra-wideband monopulse based direction finding.** IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. p. 1159-1162. Junho 2008.
- BULLOCK, L. G. et al. **An analysis of wide-band microwave monopulse direction-finding techniques.** IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Volume AES-7. p. 188-203. Janeiro 1971.
- CHUDY, Z., KACHEL, L.. **Direction finding device with eight element circular antenna array.** 17<sup>th</sup> International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. p. 1-4. Setembro 2008.
- COLIN, R. E.. **Foundations for microwave engineering.** 2<sup>nd</sup> ed. New York. Mc-Graw Hill. 1992.
- DA SILVA, C.S.. **Análise de erros angulares em sistemas de acompanhamento.** 1990. 107 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto Militar de Engenharia, 1990.
- DIAS, M.H.C.. **Estimação das respostas do canal real de propagação rádio-móvel nos domínios espacial e temporal.** 2003. 289 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2003.
- EGGERT, D. J. et al. **Direction finding interferometer.** United States Patent. Patent Number 4,638,320. 11 p. Janeiro 1987.



- ERHEL, Y. et al. **HF radio direction finding operating on an heterogeneous array of antennas.** 10<sup>th</sup> International Conference on Antennas and Propagation. Volume 2. p. 59-62. Abril 1997.
- FARIA, V. V.. **Antenas adaptativas para sistemas de comunicações sem fio.** 2003. 140 p. Dissertação (Mestrado em Telecomunicações).- Instituto Nacional de Telecomunicações, 2003.
- FERNANDES, L.C.. **Aplicações de antenas adaptativas em sistemas de comunicações móveis.** 2007. 113 p.. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade de Brasília. 2007.
- FERREIRA FILHO, I.L.. **Um novo módulo de antena para o MAGE RDL.** 2000. 203 p.. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Instituto Militar de Engenharia, 2000.
- FREDRICK, J. D. et al. **Smart antennas based on spatial multiplexing of local elements (SMILE) for mutual coupling reduction.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 52. n° 1. Janeiro 2004.
- GUPTA, I. J., KSIENSKI, A. A.. **Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 31. p. 785-791. Setembro 1983.
- HUDSON, J. E.. **Adaptive array principles.** 1<sup>st</sup> ed. New York. Peter Peregrinus. 1981.
- HUI, H. T.. **Improved compensation for the mutual coupling effect in a dipole array for direction finding.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 51. n° 9. p. 2498-2503. Setembro 2003.
- HUI, H. T.. **Compensating for the mutual coupling effect in direction finding based on a new calculation method for mutual impedance.** IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. Vol. 2. p. 26-29. 2003.
- HUI, H. T.. **A new definition of mutual impedance for application in dipole receiving antenna arrays.** IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. Vol. 3. p. 364-367. Outubro 2004.
- HUI, H. T.. **Decoupling methods for the mutual coupling effects in antenna arrays: A review.** Recent Patents on Engineering. p. 187-193. 2007. ISSN 1872-2121.
- KAWASE, S.. **Radio interferometer for geosynchronous-satellite direction finding.** IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol 43. p. 443-449. Abril 2007.
- KEDERER, W., DETLEFSEN, J.. **Direction of arrival (DOA) determination based on monopulse concepts.** 2000 Asia-Pacific Microwave Conference. Sydney. Australia. p.120-123, Dezembro 2000.

- KELLEY, D. F. e STUTZMAN, W. L.. **Array antenna pattern modeling methods that include mutual coupling effects**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 41. nº 12. p. 1625-1632. Dezembro 1993.
- KUROKAWA, K.. **Power waves and the scattering matrix**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 13. p. 194-202. Março 1965.
- LIM, J. S. et al. **A design of precision RF direction finding device using circular interferometer**. Proceedings of 2004 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems. p. 713-716. Novembro 2004.
- LIU, T. H., MENDEL, J. M.. **Azimuth and elevation direction finding using arbitrary array geometries**. IEEE Transactions on Signal Processing. Vol. 46. p. 2061-2065. Julho 1998.
- LIPSKY, S.E.. **Microwave passive direction finding**. 2<sup>nd</sup> ed. New York. Scitech Publishing Inc. 2004.
- LO, K. W., VU, T. B.. **Simple s-parameter model for receiving antenna array**. ELECTRONIC LETTERS. Vol. 24. nº 20. p. 1264-1266. Setembro 1988.
- LUSTOSA COSTA, J.P.C.. Desenvolvimento de modelos, técnicas e aplicações para arranjo de sensores. 2006. 132 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade de Brasília, 2006.
- MEWES, H. et al. **A multichannel direction finding system**. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Vol. 2. p. 682-685. Julho 1993.
- MUSSELMAN, R. L., NORGDARD, J. D.. **Frequency invariant interferometry**. Antennas and Propagation Society International Symposium. Vol. 4. p. 2101-2104. Julho 1992.
- NANDAKUMARAN et al. **Joint detection and tracking of unresolved targets with monopulse radar**. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 44. p. 1326-1341. Outubro 2008.
- PARK C. e KIM D.. **The fast correlative interferometer direction finder using I/Q demodulator**. Asia-Pacific Conference on Communications. p. 1-5. Agosto 2006.
- PEIXOTO, M. A. P.. **Receptores canalizados para apoio à guerra eletrônica**. 1998. 114 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto Militar de Engenharia, 1998.
- PINTO, S. F. B.. **Um sistema de esclarecimento para navios patrulha de 1300 toneladas**. 1999. 114 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto Militar de Engenharia, 1999.
- POISEL, R.A.. **Introduction to communication electronic warfare systems**. 1<sup>st</sup> ed. London. Artech House. 2002.

- PUTTINI, S. B.. **Emprego de antenas adaptativas para estimação de dados em ambiente CDMA**. 2006. 102 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade de Brasília, 2006.
- QUIAN et al. **A unplanar quasi-Yagi antenna with wide bandwidth and low mutual coupling characteristics**. Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Vol.2. p. 924-927. Julho 1999.
- ROHDE & SCHWARZ. **Introduction into theory of direction finding**, Radiomonitoring and Radiolocation. Products Catalog 2003/2004. p. 42-58. Germany 2004.
- SAUNDERS FILHO, C. A. B.. **Projeto de antenas banda larga: estudo de caso de um monopolo carregado com parasitas cônicos e cilíndricos**. 2009. 157 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto Militar de Engenharia, 2009.
- SCHMIDT, R. O.. **Multiple emitter location and signal parameter estimation**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. AP-34. nº 3. p. 276-280. Março 1986.
- SKOLNIK, M.. **Radar handbook**. 3<sup>rd</sup> ed. New York. Mc-Graw Hill. 2008.
- STEYSKAL, H., HERD, J. S.. **Mutual coupling compensation in small array antennas**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 38. p. 1971-1975. Dezembro 1990.
- STOICA, P., NEHORAI, A.. **MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound**. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. Vol. 37. p. 720-741. Maio 1989.
- STRUCKMAN, K. A.. **Copy capture aided correlation interferometer direction finding**. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. p. 1-4. Julho 2008.
- STUTZMAN, W. L., THIELE, G. A.. **Antenna theory and design**. 2<sup>nd</sup> ed. New York. John Wiley & Sons. 1998.
- SU et al. **Simulation of mutual coupling effect in circular arrays for direction-finding applications**. Microwave and Optical Technology Letters. Vol 26. nº 5. p. 331-336. Setembro 2000.
- SWINDLEHURST, A., KAILATH, T.. **Azimuth/elevation direction finding using regular array geometries**. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 29. p. 145-156. Janeiro 1993.
- ZELENOVSKY, R.. **Emprego de arranjo de antenas na recuperação de dados digitais em ambientes CDMA**. 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2001.
- ZEYTINOGLU, M. et al **Application of high-resolution direction finding algorithms to circular arrays with mutual coupling present**. Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Canada. Maio 1991.

## 8 APÊNDICE

Conforme tratado ao longo do texto, são necessários vários passos para a determinação do ângulo de chegada de um sinal com o efeito do acoplamento mútuo compensado. Alguns destes passos são realizados no CST STUDIO SUITE, mais especificamente aqueles que servem para determinar a tensão induzida nos terminais das antenas devido a uma onda plana incidente. Outra parte é realizada no MATLAB, sendo esta responsável pelo cálculo do ângulo de chegada do sinal, com e sem o efeito do acoplamento mútuo, a partir dos resultados encontrados nas simulações do CST STUDIO SUITE. Além dos cálculos dos tais ângulos, são gerados gráficos comparativos entre os resultados dos mesmos para toda a faixa de frequências.

Dependendo do método de compensação do acoplamento mútuo e da técnica de DF escolhidos, deve-se elaborar um *script* no MATLAB específico. No caso deste trabalho, foi aplicado o método da impedância mútua de recepção para realizar a compensação do acoplamento mútuo entre as antenas do conjunto. Já para o cálculo do ângulo de chegada, foi utilizada a interferometria como técnica de DF.

A fim de tornar todo o procedimento mais didático, já que os diversos passos que devem ser seguidos estão espalhados ao longo do capítulo 4, toda a sequência de passos foi reunida neste apêndice, conforme descrito a seguir:

#### **a. esquematização de uma antena isolada (elemento do conjunto isolado) no CST STUDIO SUITE**

O primeiro passo a ser dado na utilização do CST STUDIO SUITE é a esquematização da antena que será utilizada. Para isso, o software dispõe de diversas ferramentas gráficas para geração de figuras em 2D e em 3D, além de modelos de antenas bastante usadas que precisam apenas ser adaptados ao objetivo do projeto. Podem ser escolhidos, ainda, diversos materiais para as antenas e para o meio ao redor das mesmas.

É possível verificar o sucesso neste passo simulando parâmetros da antena que sejam conhecidos, tais como: diagrama de radiação, diretividade e perda de retorno.

### **b. simulação da perda de retorno da antena isolada**

Esta simulação é necessária para que seja avaliado qual faixa de frequências deve ser utilizada na simulação sem que sinais refletidos nos terminais das antenas influenciem no resultado do ângulo de chegada. De posse da antena isolada, é conectada uma porta para cálculo de parâmetros  $S$  (*S-parameter port*) nos terminais da mesma e a perda de retorno da antena é avaliada a partir do parâmetro  $S_{11}$  simulado. A própria porta funciona como fonte com impedância de gerador igual à impedância de normalização especificada pelo usuário.

### **c. esquematização do conjunto de antenas**

Neste passo, a antena já esquematizada é replicada em outras posições. O CST STUDIO SUITE possui recursos que permitem replicar as antenas em várias posições sem a necessidade de construí-las individualmente. Além disso, é possível simular conjuntos com muitos elementos a partir de uma parte do mesmo ajustando as condições de contorno. É possível também utilizar um sistema de coordenadas globais ou locais para servir de referência para o posicionamento das antenas e para a direção de incidência do sinal.

### **d. ajustes no CST STUDIO SUITE para especificar o cenário, inclusive o sinal incidente**

Após o conjunto ter sido esquematizado, deve-se ajustar as condições de contorno do mesmo, a faixa de frequências e a precisão que serão consideradas na simulação. Também devem ser especificados os parâmetros do sinal incidente (amplitude, direção de propagação e polarização).

### **e. especificação das portas necessárias para coletar os dados desejados nas simulações e das cargas adequadas para os terminais das antenas**

O CST STUDIO SUITE possui opções de portas para várias aplicações. Existem portas específicas para cálculo de parâmetros  $S$  (*S-Parameter Port*), portas que servem como fontes de tensão, entre outras. É possível utilizar portas discretas e portas para cavidades de guias de ondas. Portanto, a escolha da porta dependerá da opção de antena adotada.

Quanto às cargas que serão conectadas aos terminais das antenas, devem possuir impedância adequada à faixa de frequências utilizada e também podem ser concentradas ou próprias para guias de ondas. Vale destacar que a porta para cálculo de parâmetros  $S$  comporta-se como uma carga de impedância igual à sua impedância de normalização (definida pelo usuário) sempre que encontra-se em uma forma passiva, ou seja, quando não se comporta como fonte.

#### **f. execução da simulação**

Deve-se decidir, também, se a simulação será realizada no domínio do tempo ou da frequência, quando deve-se utilizar o *Transient Solver* e o *Frequency Domain Solver* respectivamente. No manual do CST STUDIO SUITE, existem informações que auxiliam nesta decisão, como, por exemplo, como decidir baseado na quantidade de células de malha do cenário. Tais decisões são importantes para reduzir o tempo de duração da simulação.

#### **g. coleta de dados em arquivo texto**

As simulações que utilizam portas do tipo *S-parameter* retornam os resultados dos parâmetros  $S$  (amplitude e fase) associados ao conjunto de antenas, para cada frequência da faixa, na forma de um arquivo em formato texto. O mesmo ocorre ao se conectar um monitor de tensão nos terminais de uma antena, sendo que, neste caso, são gravadas no arquivo as informações de amplitude e fase das tensões induzidas nos terminais das antenas para cada frequência da faixa.

Portanto, para utilizar tais informações, deve-se identificar onde o CST STUDIO SUITE salva os arquivos resultantes das simulações e quais arquivos guardam as informações desejadas pelo usuário.

Os arquivos que contêm as tensões e os parâmetros  $S$  simulados seguem a seguinte nomenclatura:

- (nome do arquivo)^voltagei(pw).vra (amplitude da tensão nos terminais da antena  $i$ )
- (nome do arquivo)^voltagei(pw).vrp (fase da tensão nos terminais da antena  $i$ )

- (nome do arquivo).snp (amplitude e fase dos parâmetros  $S$  associados às  $n$  portas (antenas) do conjunto)

#### **h. passos do algoritmo de compensação (MATLAB)**

No script desenvolvido no MATLAB para a compensação do acoplamento mútuo e o cálculo do ângulo de chegada, deve-se executar os seguintes passos:

- leitura das amplitudes e das fases das tensões simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das  $n$  antenas isoladas;
- leitura das amplitudes e das fases das tensões simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das  $n$  antenas agrupadas;
- leitura das amplitudes e das fases das tensões simuladas pelo CST STUDIO SUITE nos terminais das combinações de  $n$  antenas 2 a 2 ( $C_{n,2}$  combinações);
- união das informações de módulo e fase das tensões, para cada frequência da faixa, resultando na forma polar de cada tensão;
- para cada frequência da faixa, seleção das respectivas tensões e cálculo das impedâncias mútuas entre as antenas do conjunto;
- cálculo das tensões compensadas (sem o efeito do acoplamento mútuo);
- cálculo do ângulo de chegada do sinal, antes e após a compensação do acoplamento mútuo, a partir das diferenças de fase entre as antenas do conjunto;
- expressão dos resultados na forma de gráficos comparativos entre os casos com e sem o efeito do acoplamento mútuo.

#### **i. análise dos resultados**

Após todos os passos acima serem executados, deve-se analisar se houve uma melhoria significativa dos resultados após a aplicação do método de compensação do acoplamento mútuo. O método deve ser eficiente em toda a faixa de operação considerada nas simulações, caso contrário deve ser investigado o motivo que está tornando o método ineficiente ou a faixa de frequências deve ser restringida. O método mostra-se eficiente sempre que o ângulo de chegada calculado após a aplicação do mesmo for bem mais próximo do valor previsto do que nos cálculos sem a compensação do acoplamento mútuo.



# Livros Grátis

( <http://www.livrosgratis.com.br> )

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)  
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)  
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)  
[Baixar livros de Matemática](#)  
[Baixar livros de Medicina](#)  
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)  
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)  
[Baixar livros de Meteorologia](#)  
[Baixar Monografias e TCC](#)  
[Baixar livros Multidisciplinar](#)  
[Baixar livros de Música](#)  
[Baixar livros de Psicologia](#)  
[Baixar livros de Química](#)  
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)  
[Baixar livros de Serviço Social](#)  
[Baixar livros de Sociologia](#)  
[Baixar livros de Teologia](#)  
[Baixar livros de Trabalho](#)  
[Baixar livros de Turismo](#)